

UNIVERSITE DE NICE-SOPHIA ANTIPOLIS

ECOLE DOCTORALE STIC
SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION

THESE

pour obtenir le titre de

Docteur en Sciences spécialité Electronique

de l'Université de Nice-Sophia Antipolis

présentée et soutenue par

Grégory BEDDELEEM

**Antennes multistandards combinées à polarisations
multiples
pour les applications spatiales**

Thèse dirigée par Robert STARAJ

soutenue le 24 avril 2008

Rapporteurs

M. Ala SHARAIHA Maître de Conférences, Université de Rennes 1

M. Philippe PANNIER Maître de Conférences, Polytech'Marseille

Examineurs

M. Dominique BAILLARGEAT Professeur, Université de Limoges

M. Serge PERROT Ingénieur RADIAL

M. Christian PICHOT DU MEZERAY Directeur de recherche CNRS

M. Robert STARAJ Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis

M. Georges KOSSIAVAS Professeur, Université de Nice-Sophia Antipolis

M. Jean-Marc RIBERO Maître de Conférences, Université de Nice-Sophia Antipolis

Invités:

M^{lle}. Emilie FOND Ingénieur RADIAL

M. Magdy F. ISKANDER Professeur, Université de Hawaï, USA

REMERCIEMENTS

D'abord je voudrais remercier le regretté M. Alain Madeleine de m'avoir donné l'opportunité d'effectuer une thèse CIFRE en collaboration avec le LEAT et la société RADIAL. Je remercie aussi vivement M. Christian Pichot de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire.

Je remercie également mon directeur de thèse Robert Staraj ainsi que mes encadrants Georges Kossiavas et Jean-Marc Ribero qui ont toujours été présents pour répondre à mes diverses questions et qui m'ont toujours encouragés dans cette délicate étude.

Je voudrais aussi remercier mon directeur industriel Serge Perrot ainsi que tous mes encadrants industriels qui se sont succédés, Vincent Larrey, Lionel Rudant et Emilie Fond. Je remercie les autres membres du bureau d'étude de Radiall Voiron de m'avoir très bien accueilli au sein de leur société.

Je remercie Laurent Brochier, Jean-Louis Le Sonn et Franck Perret pour avoir réalisé mes antennes avec précision. Grâce à eux, j'ai pu confirmer mes études théoriques grâce aux mesures effectuées sur ces prototypes.

Je remercie également l'ensemble des maîtres de conférences, professeurs et ingénieurs du LEAT.

Je remercie Christian Raffaele et Martine Borro pour la partie administrative.

Je remercie mes amis du bureau 220, Jérôme Lanteri, Aliou Diallo, Stéphane Tourette d'avoir toujours été là pour m'aider, me soutenir et me supporter... Grâce à eux, ces trois années de doctorat sont passées très rapidement. Je remercie tous les autres doctorants et docteurs (Anissa, Fabien, Benjamin, Guillaume, Céline, Matthieu, Gwladys, Rami, Fahed, Plamen, Mickaël, Phong, Ali, Renaud, Anthony et Nicolas j'espère que je n'ai oublié personne sinon je m'en excuse) pour leur bonne humeur, ce qui a créé une très bonne ambiance de travail au laboratoire.

En revanche, je ne remercie pas M. Olivier Benevello, administrateur réseau, pour son manque de professionnalisme et son manque d'écoute envers les doctorants. Je trouve inadmissible de laisser un doctorant en dernière année de thèse (période de rédaction de mémoire) sans ordinateur pendant deux mois. Ce problème en est un parmi tant d'autres... Au moins, cela m'a permis d'accélérer le processus d'achat personnel d'un ordinateur portable.

Je remercie mes amis Romain Ceolato, Richard Covello, Julie Gasquet, Jean-Etienne Allouche, Edwige, Stéphane, Laurent, Julien, Jean-Stéphane et les autres pour m'avoir supporté et soutenu dans les bons comme dans les mauvais moments.

Et enfin, je remercie tout particulièrement mes parents qui n'ont jamais cessé de me soutenir dans les projets que j'entreprenais. Un grand merci à vous deux...

Grégory

REMERCIEMENTS

TABLE DES MATIÈRES

Remerciements.....	1
Liste des sigles et abréviations.....	8
Introduction.....	11
Chapitre I : Les systèmes embarqués multifonctions.....	15
I.Exemples de systèmes embarqués multifonctions.....	17
1.Les systèmes commerciaux.....	18
1.1.Les systèmes automobiles.....	18
1.1.1. Le système GPS.....	18
1.1.2. Le système SDARS.....	19
1.1.3. Le radar de recul.....	19
1.1.4. Autoradio vidéo multi-fonctions	20
1.2. Les systèmes cellulaires.....	20
2.Les systèmes militaires.....	21
2.1.Les systèmes de navigation GPS.....	21
2.2.Le système de guidage radar pour missiles.....	22
2.3.Le système de surveillance aéroporté.....	22
II.Architecture des systèmes.....	23
1.Les systèmes satellitaires.....	23
1.1.Principe : les différents orbites et leurs constellations.....	23
1.1.1.Orbite géostationnaire.....	23
1.1.2.Orbite basse et moyenne.....	27
1.1.2.a.Les systèmes pour la téléphonie mobile.....	28
1.1.2.b.Les systèmes pour le multimédia haut débit.....	30
1.1.3.Synthèse.....	30
1.2.Les systèmes satellitaires de positionnement.....	32
1.2.1.GPS.....	32
1.2.1.a.Historique.....	32
1.2.1.b.Description du système.....	33
1.2.1.c.Principe de fonctionnement.....	35
1.2.1.d.Précision du GPS.....	37
1.2.1.e.Le DGPS.....	37
1.2.2.GLONASS.....	37
1.2.3.GALILEO.....	39
1.2.3.a.Historique.....	39
1.2.3.b.Description du système.....	40
1.2.3.c.Les secteurs d'applications	41
1.2.3.d.Coopérations.....	42
1.3.Les systèmes de radio numérique.....	43
1.3.1.Les systèmes de radio numérique terrestres.....	43
1.3.1.a.Du DAB au T-DAB.....	43
1.3.1.b.Le T-DMB.....	44
1.3.1.c.Le DRM.....	44
1.3.2.Les systèmes de radio numérique par satellite.....	45
1.3.2.a.Le système WorldSpace.....	45

1.3.2.b.Les systèmes SDARS américains.....	45
2.Les systèmes de télécommunications mobiles terrestres.....	49
2.1.La première génération (1G).....	49
2.1.1.NMT.....	49
2.1.2.AMPS.....	49
2.1.3.TACS.....	49
2.1.4.R2000	49
2.2.La deuxième génération (2G).....	50
2.2.1.Le GSM.....	50
2.2.2.Le CDMAOne	50
2.3.Entre la 2G et la 2,5G.....	51
2.3.1.Le WAP	51
2.3.2.L'HSCSD	51
2.4.La 2,5G	51
2.4.1. Le GPRS.....	51
2.4.2.L'I-Mode.....	51
2.5.La 2,75G : EDGE.....	52
2.6.La troisième génération (3G).....	52
2.6.1.Le CDMA 2000.....	52
2.6.2.L'UMTS.....	52
2.7.La 3,5G : HSDPA.....	53
2.8.La 3,75G : HSUPA.....	53
2.9.La quatrième génération (4G)	53
2.10.Les technologies sans fil complémentaires des réseaux mobiles.....	53
2.10.1.Les technologies WPAN.....	54
2.10.2.Les technologies WLAN.....	54
2.10.3.Les technologies WMAN.....	54
2.10.4.Les technologies WWAN.....	55
2.10.5.Les technologies BAN.....	55
II.Conclusions.....	55
Références bibliographiques du chapitre I.....	56
 Chapitre II : Fonctions multistandards en polarisation linéaire.....	 61
I.état de l'art.....	63
1.La polarisation linéaire.....	63
2.Antennes en polarisation linéaire.....	64
2.1. Les antennes imprimées ou antennes à rayonnement hémisphérique.....	65
2.1.1. Antenne imprimée rectangulaire.....	65
2.1.3. Antenne imprimée circulaire.....	66
2.1.4. Avantages et inconvénients des antennes imprimées en général.....	67
2.2. Les antennes filaires ou antennes à rayonnement dipolaire.....	68
2.3. Exemples d'antennes plus complexes dans les standards Bluetooth ou/et WLAN	69
2.3.1. Antennes imprimés ou antennes à rayonnement hémisphérique.....	70
2.3.2. Antennes filaires ou antennes à rayonnement dipolaire.....	70
II.Antenne quadribande à polarisation linéaire.....	71
1.Élément de référence : l'élément filaire en plan de masse limité.....	71
1.1. Description de la géométrie de l'antenne.....	72
1.2. Adaptation et impédance d'entrée Z.....	73

1.3. Gains de la composante principale E_0	75
1.4. Variation de la dimension du plan de masse.....	76
1.5. Conclusions.....	77
2.Élargissement de la bande passante entre 5 et 6 GHz.....	78
2.1. Description de la géométrie de l'antenne.....	78
2.2. Adaptation et impédance d'entrée Z	79
2.3. Gains de la composante principale E_0	81
2.4. Étude paramétrique.....	84
2.4.1. Influence de la différence relative de longueur Δl entre les deux brins de l'antenne en « U ».....	84
2.4.2. Influence de la longueur L languette de la languette horizontale.....	85
2.4.3. Influence de la largeur l de l'antenne en « U ».....	86
2.5. Conclusions.....	87
3.Adaptation de la bande Bluetooth.....	88
3.1. Description de la géométrie de l'antenne.....	88
3.2. Adaptation et impédance d'entrée Z	89
3.3. Gains de la composante principale E_0	91
3.4. Étude paramétrique.....	92
3.4.1. Influence de la différence relative de longueur Δl entre les deux bras.....	93
3.4.2. Influence de la hauteur de la cavité $h_{\text{cavité}}$	93
3.4.3. Influence du rayon de la cavité $r_{\text{cavité}}$	94
3.4.4. Influence de la longueur L de la base de l'antenne en « U ».....	95
3.4.5. Influence de la largeur l de l'antenne en « U ».....	96
3.5. Conclusions.....	96
III. Conclusions.....	97
Références bibliographiques du chapitre II.....	98
Chapitre III : Fonctions multistandards en polarisation circulaire.....	101
I. État de l'art.....	103
1. La polarisation circulaire.....	103
2. Les antennes à polarisation circulaire.....	104
2.1. Les antennes d'encombrement 3D.....	105
2.1.1. Antenne hélice.....	105
2.1.2. Antenne hélice à quatre fils imbriqués (ou quadrifilaire à hélice).....	105
2.1.3. Antenne hélice conique.....	106
2.2. Les antennes imprimées (ou planaires).....	107
2.2.1. Antenne imprimée à deux accès.....	107
2.2.2. Antenne imprimée à deux ou quatre éléments.....	107
2.2.3. Antenne imprimée à un seul accès.....	108
2.3. Antennes combinées bibandes à polarisation circulaire.....	109
2.3.1. Antennes elliptiques double couches à deux fréquences quelconques.....	110
2.3.2. Antenne double couche fortement couplée.....	110
3. Conclusions.....	111
II. Antennes bibandes à polarisation circulaire.....	112
1. Cahier des charges.....	112
1.1. Premier cahier des charges.....	112
1.2. Deuxième cahier des charges.....	113
2. Antennes monocouches.....	113

2.1. Antenne bibande combinée à polarisations circulaires droite et gauche : GPS et SDARS.....	113
2.1.1. Élément de référence.....	113
2.1.2. Adaptation et impédance d'entrée Z	114
2.1.3. Distribution des courants de surface.....	116
2.1.4. Conclusions.....	117
2.2. Antenne imprimée à coins coupés.....	118
2.2.1. Adaptation et impédance d'entrée Z	118
2.2.2. Rapport axial théorique.....	120
2.2.3. Gains simulés en polarisation circulaire.....	120
2.2.4. Conclusions.....	121
2.3. Antenne monocouche bibande GPS-SDARS.....	122
2.3.1. Description de la géométrie de l'antenne GPS-SDARS.....	122
2.3.2. Adaptation et impédance d'entrée Z	123
2.3.3. Rapports axiaux.....	125
2.3.4. Gains E_θ et E_ϕ	126
2.3.5. Gains simulés en polarisation circulaire.....	128
2.3.6. Distribution des courants de surface.....	129
2.3.7. Étude paramétrique.....	130
2.3.7.a. Influence du côté a_2 de l'anneau.....	130
2.3.7.b. Influence du côté a_3 du pavé intérieur.....	131
2.3.7.c. Influence de la largeur Δs_1 des languettes.....	132
2.3.7.d. Influence de la largeur de la fente entre l'anneau extérieur et le pavé intérieur.....	133
2.3.7.e. Conclusion de l'étude paramétrique.....	134
2.3.8. Conclusions.....	134
2.4. Antenne bibande à polarisation circulaire de même sens de rotation.....	135
2.4.1. Description de la géométrie de l'antenne.....	135
2.4.2. Adaptation et impédance d'entrée Z	136
2.4.3. Rapports axiaux.....	137
2.4.4. Gains E_θ et E_ϕ	139
2.4.5. Gains simulés en polarisation circulaire	140
2.4.6. Distribution des courants de surface.....	142
2.4.7. Conclusions	142
3. Antenne double couche bibande GPS ₁ -GPS ₂	143
3.1. Description de la géométrie de l'antenne.....	143
3.2. Adaptation et impédance d'entrée Z	144
3.3. Rapports axiaux simulés.....	146
3.4. Gains simulés en polarisation circulaire.....	147
3.5. Distribution des courants de surface.....	149
3.6. Conclusions.....	150
III. Conclusions.....	150
Références bibliographiques du chapitre III.....	151
Chapitre IV : Antennes combinées multistandards à polarisations multiples.....	155
I. État de l'art.....	157
1. Antenne quadrifilaire à hélices et monopole	157
2. Antenne à dipôles croisés et monopoles.....	158

3. Antenne quadrifilaire à hélices et PIFA.....	158
4. Antenne à élément rayonnant avec monopole et lentille.....	159
5. Antenne boucle alimentée par un réseau.....	159
6. Antenne anneau circulaire à encoches et monopole.....	160
7. Conclusions	160
II. Combinaison des antennes	161
1. Antenne combinée N°1 monocouche GPS-SDARS-WLAN.....	161
1.1. Ajout d'une cavité.....	161
1.1.1. Description de la géométrie de l'antenne.....	161
1.1.2. Adaptation et impédance d'entrée Z	162
1.1.3. Rapports axiaux.....	163
1.1.4. Gains simulés en polarisation circulaire.....	165
1.1.5. Distribution des courants de surface.....	166
1.1.6. Conclusions.....	167
1.2. Combinaison finale : GPS, SDARS et WLAN entre 5 et 6 GHz.....	168
1.2.1. Dans les bandes GPS et SDARS.....	170
1.2.1.a. Adaptation, impédance d'entrée Z et découplage.....	170
1.2.1.b. Rapports axiaux.....	171
1.2.1.c. Gains E_θ et E_ϕ	173
1.2.1.d. Gains simulés en polarisation circulaire.....	174
1.2.2. Dans la bande WLAN.....	175
1.2.2.a. Adaptation, impédance d'entrée Z et découplage.....	175
1.2.2.b. Gains mesurés E_θ et E_ϕ	176
1.2.3. Conclusions	178
2. Antenne combinée N°2 b bande double couche : GPS ₁ , GPS ₂ et WLAN.....	179
2.1. Ajout de la cavité.....	179
2.1.1. Description de la géométrie de l'antenne.....	179
2.1.2. Adaptation et impédance d'entrée Z	180
2.1.3. Rapports axiaux simulés.....	181
2.1.4. Gains simulés en polarisation circulaire.....	183
2.1.5. Distribution des courants de surface.....	184
2.1.6. Conclusions.....	185
2.2. Combinaison finale : GPS ₁ , GPS ₂ et WLAN entre 5 et 6 GHz.....	186
2.2.1. Dans les bandes GPS.....	188
2.2.1.a. Adaptation, impédance d'entrée Z et découplage.....	188
2.2.1.b. Rapports axiaux.....	189
2.2.1.c. Gains E_θ et E_ϕ	191
2.2.1.d. Gains simulés en polarisation circulaire.....	192
2.2.2. Dans la bande WLAN.....	193
2.2.2.a. Adaptation, impédance d'entrée Z et découplage.....	193
2.2.2.b. Gains mesurés E_θ et E_ϕ	194
2.2.3. Conclusions.....	196
III. Conclusions.....	196
Références bibliographiques du chapitre IV.....	197
Conclusions générales et perspectives.....	199
Annexe I : Antenne bifilaire.....	207
Annexe II.....	222
Annexe III.....	230

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

1G	Première Génération
2G	Deuxième Génération
3G	Troisième Génération
4G	Quatrième Génération
ACeS	Asia Cellular Satellite
AM	Amplitude Modulation
AMPS	American Mobile Phone System
AMRC	American Mobile Radio Corporation
BGAN	Broadband Global Area Network
BP	Bande Passante
CDMA	Code Division Multiple Access
DAB	Digital Audio Broadcasting
DGPS	Differential Global Positioning System
DoD	Department of Defense
DRM	Digital Radio Mondial
EDGE	Enhanced Data Rates for Global Evolution
ESA	European Spatial Agency
ESNIS	European Satellite Navigation Industries
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FCC	Federal Communications Commission
FM	Frequency Modulation
GEO	Geostationary Earth Orbit
GJU	Galileo Joint Undertaking
GLONASS	Global Navigation Satellite System
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
GNSS	Global Navigation Satellite System
GPRS	General Packet Radio System
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communications
HSCSD	High Speed Circuit Switched Protocol
HSDPA	High Speed Downlink Packet Access
HSUPA	High Speed Uplink Packet Access
HiperLAN	High Performance Radio Local Area Network
ICO	Intermediate Circular Orbit
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
Inmarsat	International maritime satellite organisation
INT-2000	International Mobile Telecommunications 2000
IP	Internet Protocol
JPO	Joint Program Office
LEO	Low Earth Orbit
LES	Land Earth Station
LHCP	Left Handed Circular Polarization
MEO	Medium Earth Orbit
MMS	Multimedia Message Service
Navstar	Navigation system time and ranging
NOC	Network Operation Center

NMT	Nordic Mobile Telephone
OFDM	Orthogonal Frequency Division Modulation
PCS	Personal Communication Service
PPS	Precise Positioning System
R2000	Radiocom 2000
RHCP	Right Handed Circular Polarization
RTOS	Real Time Operating System
SA	Selective Availability
SDARS	Satellite Digital Audio Radio Service
SMS	Short Message Service
SPS	Standard Positioning System
TACS	Total Access Communication System
TDMA	Time Division Multiple Access
T-DMB	Terrestrial Digital Multimedia Broadcasting
TNT	Télévision Numérique Terrestre
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
WAP	Wireless Application Protocol
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WGS 84	World Geodesic System 1984
WWAN	Wireless Wide Area Network

INTRODUCTION

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Dans toutes les sociétés, les hommes ont toujours cherché à communiquer. Mais c'est surtout au cours du siècle dernier que les humains ont pu commencer à communiquer entre eux plus aisément. Depuis les années 1990, le secteur en continuelle expansion des télécommunications a encore permis de faciliter et d'accélérer la communication entre eux. En effet, les débits ont beaucoup augmenté ces dernières années favorisant de nouveaux services. Aujourd'hui, les appareils électroniques tendent toujours à plus d'innovations, plus de services et le tout de faibles dimensions. On assiste à un véritable phénomène de miniaturisation des systèmes qui touche également le secteur automobile. Face à la croissance des divers standards tels que le GSM, GPS, SDARS, Bluetooth et WLAN, les nouvelles antennes doivent être capable de couvrir le maximum de bandes de fréquences correspondant à ces différents services en un minimum d'encombrement.

Réalisés dans le cadre d'une collaboration entre la société RADIALL et le laboratoire d'électronique, antennes et télécommunications (LEAT), mes travaux présentés dans ce manuscrit portent sur les antennes multistandards combinées, à polarisations multiples. Alors que le laboratoire avait déjà eu une grande expérience dans le domaine de la téléphonie mobile, les travaux réalisés grâce à un contrat CIFRE dont j'ai bénéficié, s'adressait cependant plutôt au domaine automobile. Sur ce thème d'intérêt commun à la société et au laboratoire, deux cahiers des charges se sont succédés au cours de ces trois années. Le premier cahier des charges demandait le développement d'une antenne bibande combinée, fonctionnant dans les standards GPS (1,575 GHz) et SDARS (2,339 GHz); une étude préliminaire correspondante est présentée en annexe. Une antenne multi-bandes fonctionnant dans six bandes distinctes (GPS₁ autour de 1,279 GHz, GPS₂ autour de 1,575 GHz, Bluetooth autour de 2,45 GHz et WLAN aux normes IEEE et Hiperlan entre 5 et 6 GHz environ) était par contre requise par le deuxième cahier des charges. Ces antennes devaient ainsi répondre à de lourdes exigences en terme d'adaptation, de largeur de bande passante, de polarisation et de gain. Le mélange des polarisations rend la conception plus ardue, c'est pourquoi nous avons décidé de regrouper les divers standards par rapport à la nature de leur polarisation. Un chapitre sera ainsi consacré à la polarisation linéaire et un autre à la polarisation circulaire, ce qui donne l'articulation suivante pour le manuscrit.

Le chapitre I présente de manière générale le développement du domaine des télécommunications en définissant les différentes orbites et constellations mises en place.

Les divers standards sont décrits, et plus particulièrement le standard GPS (système de navigation par satellite) qui est au coeur de cette étude ainsi que ses deux concurrents : l'un européen nommé Galileo et l'autre russe Glonass, et le standard SDARS (système de radiodiffusion par satellite). Nous avons également défini de manière succincte et chronologique, les standards de la téléphonie mobile au travers des différentes générations qui se sont succédées.

Le chapitre II définit la polarisation linéaire et commence par un bref état de l'art sur les antennes fonctionnant avec ce type de polarisation. Il porte sur la modélisation et conception d'une antenne quadribande à polarisation linéaire en encombrement vertical. Cette antenne fonctionne dans les bandes de fréquences Bluetooth et dans les trois bandes du WLAN compris entre 5 et 6 GHz environ. Cette étude sera menée par deux approches équivalentes qui correspondent à deux structures d'antennes. (Des études paramétriques ont été menées dans le but de connaître le fonctionnement de l'antenne.)

Le chapitre III est entièrement consacré à la polarisation circulaire avec sa définition et son état de l'art. Nous présenterons dans ce chapitre la conception d'antennes bibandes à polarisations circulaires. Deux types d'antennes seront analysés : d'une part les antennes monocouches bibandes à polarisations circulaires de sens opposé fonctionnant aux standards GPS et SDARS, puis une autre de même sens de rotation, et d'autre part une antenne double couche bibande couvrant les deux bandes de fréquences du standard GPS.

Le chapitre IV a pour objectif de combiner d'une part l'antenne GPS-SDARS et d'autre part l'antenne $\text{GPS}_1\text{-GPS}_2$ avec l'antenne quadribande à polarisation linéaire. Pour chaque antenne à polarisation circulaire précédente une cavité centrale sera ajoutée à la structure dans l'optique d'insérer par la suite l'antenne à polarisation linéaire. Ainsi, nous obtiendrons deux antennes multistandards à polarisations multiples. Cette dernière étape est la plus délicate, car la combinaison des antennes va dégrader les résultats de l'une ou l'autre antenne. Un compromis devra être décidé pour optimiser au maximum les performances des antennes finales.

Enfin, nous finirons par une conclusion générale qui synthétisera les résultats obtenus durant cette étude, puis nous présenterons quelques perspectives qui permettraient d'améliorer les performances de ces antennes combinées.

CHAPITRE I

LES SYSTÈMES EMBARQUÉS MULTIFONCTIONS

- **EXEMPLES DE SYSTÈMES EMBARQUÉS MULTIFONCTIONS**
- **ARCHITECTURE DES SYSTÈMES**

I. EXEMPLES DE SYSTÈMES EMBARQUÉS MULTIFONCTIONS

Références générales: [1-1] à [1-3]

Le développement toujours croissant de l'électronique et de l'informatique a considérablement modifié le contexte de l'industrie des systèmes embarqués. Cette nouvelle technologie remplace de plus en plus la mécanique, tout en miniaturisant les divers systèmes électroniques et permettant l'intégration de nouvelles fonctions. Ainsi, elle repose sur la mise en place d'actionneurs électriques en remplacement de leurs équivalents mécaniques ou hydrauliques.

Un système embarqué (*embedded system* en anglais) peut être défini comme un système électronique et le plus souvent informatique, autonome qui doit respecter des contraintes temporelles fortes et dans lequel on y trouve enfoui un système d'exploitation ou noyau Temps Réel (RTOS: **R**eal **T**ime **O**perating **S**ystem). Les différentes contraintes sont :

- L'espace mémoire limité de l'ordre de quelques Mo maximum.
- La consommation d'énergie qui doit être la plus faible possible, due à l'utilisation de batteries ou de panneaux solaires.
- La gestion des informations et la déduction des actions qui doivent être effectuées dans un délai maîtrisé (soit un délai connu, soit un délai borné). On parle ainsi de système embarqué en temps réel.
- Les normes de sécurité des hommes et de sûreté du fonctionnement du système sont étroitement liées car ces systèmes embarqués dits alors « critiques » ne doivent jamais présenter la moindre défaillance pour ne pas mettre des vies humaines en danger.

Les systèmes embarqués utilisent généralement des microprocesseurs à basse consommation d'énergie ou des micro-contrôleurs, dont la partie logicielle est en partie ou entièrement programmée dans le matériel, on parle alors de *firmware*. C'est un dispositif destiné à être intégré dans un véhicule, un avion, un train, un bateau, une arme... Par conséquent, le premier système moderne embarqué reconnaissable fut le système de guidage de la mission lunaire Apollo, développé par Charles Stack Draper du Massachusetts Institute of Technology.

Les domaines d'applications dans lesquels on trouve des systèmes embarqués sont de plus en plus nombreux. Voici une liste non exhaustive.

- Transport : automobile, aéronautique (avionique), ferroviaire etc...
- Astronautique : fusée, satellite artificiel, sonde spatiale etc...
- Militaire : missile.
- Télécommunication : téléphonie, routeur, pare-feu, serveur de temps, téléphone portable etc...
- Électroménager : télévision, four à micro-ondes.
- Impression : imprimante multifonctions, photocopieur etc...
- Informatique : disque dur, lecteur de disquette etc...
- Multimédia : console de jeux vidéo, assistant personnel.
- Guichet automatique bancaire.
- Équipement médical.
- Automate programmable industriel.
- Métrologie.

Dans un premier temps, nous montrerons quelques exemples de systèmes commerciaux intégrant un système embarqué. Nous nous intéresseront plutôt aux systèmes automobiles puis cellulaires. Dans un second temps, nous nous concentrerons sur les systèmes militaires.

1. Les systèmes commerciaux

Les systèmes embarqués facilitent énormément la vie quotidienne. Ils mettent en effet à disposition des appareils de plus en plus perfectionnés et de petite dimension. Ainsi les industriels innoveront sans cesse pour présenter une large gamme de produits de qualité. L'automobile et la communication cellulaire sont les domaines les plus touchés par ce phénomène de consommation. Voici une liste non exhaustive d'objets communicants qu'un utilisateur peut acheter pour améliorer son confort personnel.

1.1. Les systèmes automobiles

De nos jours, l'automobile est un outil indispensable entraînant par conséquent une consommation massive. Autre phénomène de société: la Chine, pays le plus peuplé au monde avec ses 1,3 milliards d'individus [1-4], connaît un essor économique incroyable. Les chinois tendent à abandonner leurs vélos à la faveur des voitures : ce qui permet de penser que le secteur automobile connaît encore de beaux jours devant lui. Le temps passé dans un véhicule est relativement important, c'est pourquoi il est nécessaire que les industriels proposent toujours plus de prestations, sous contraintes économiques et écologiques, permettant d'améliorer l'habitabilité du véhicule. L'électronique embarquée peut répondre à ces nouvelles attentes [1-5].

1.1.1. Le système GPS

De plus en plus, les consommateurs achètent des systèmes GPS (**G**lobal **P**ositioning **S**ystem) qui est un système américain de navigation par satellite. Où que l'on soit, il permet de connaître sa position exacte, ou encore il met à disposition plusieurs services tels que l'itinéraire à prendre, distance séparant la position de départ et d'arrivée, etc...



Figure 1.1: GPS TomTom

Le *TomTom* (**Fig. 1.1**) assure aux consommateurs un excellent système de guidage grâce à ses différentes fonctionnalités disponibles sur l'appareil. De plus, il propose plusieurs services comme les alertes radars (très utiles pour éviter une amende et des points en moins pour excès de vitesse), les bulletins routiers et météo en temps réel et les mises à jour sur l'état des routes (pour éviter les embouteillages) [1-6].

1.1.2. Le système SDARS

Utilisé principalement aux Etats-Unis, le SDARS (Satellite Digital Audio Radio Service) est un système de radiodiffusion par satellite (**Fig. 1.2**) qui permet d'écouter la radio avec une très bonne qualité audio où que l'on soit sur le territoire américain ou canadien, sans discontinuité de la réception, grâce aux répéteurs terrestres.



Figure 1.2: Récepteur radio XM

1.1.3. Le radar de recul

En l'absence de parking public, lorsqu'on prend son véhicule il est nécessaire de le garer dans les rues. Le stationnement le plus compliqué est incontestablement le créneau. Souvent les automobilistes ont tendance à toucher les véhicules se situant à l'avant et à l'arrière du stationnement. Avec le système embarqué de radar de recul (**Fig. 1.3**), lorsque l'arrière de la voiture se rapproche trop des véhicules à proximité, ce système avertit le conducteur grâce à des capteurs placés sur le pare-chocs arrière. Il permet ainsi de se garer en toute sécurité sans risque d'accrochage.

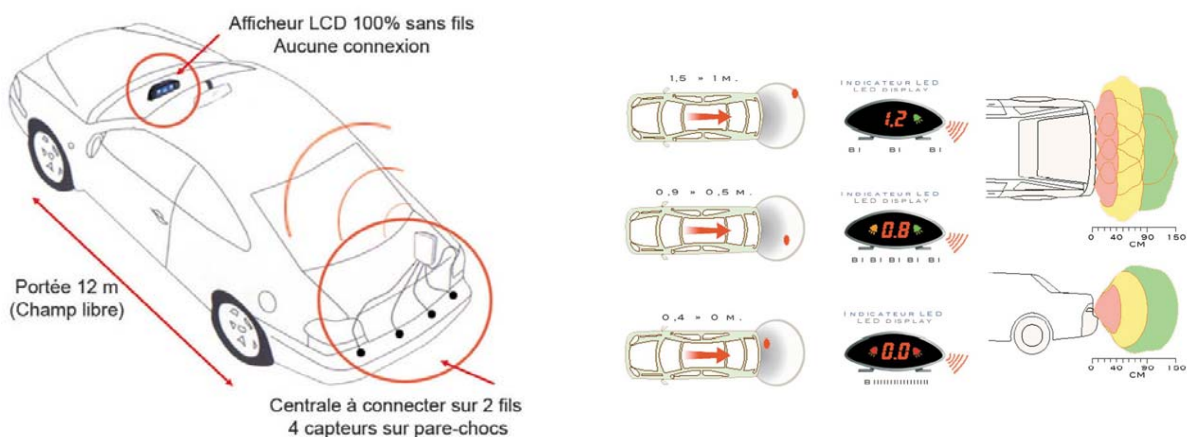


Figure 1.3: Radar de recul [1-8]

1.1.4. Autoradio vidéo multi-fonctions

Auparavant, les longs trajets en voiture étaient interminables. Les passagers trouvaient de la distraction en lisant ou en écoutant la radio. Désormais, les véhicules peuvent être équipés d'un autoradio vidéo multi-fonctions (**Fig. 1.4**) permettant de regarder des DVD, divX, écouter la radio, etc... En plus des différents services cités, cet autoradio est équipé d'un navigateur GPS.



Figure 1.4: Autoradio vidéo multifonctions Kenwood

1.2. Les systèmes cellulaires

Toujours plus innovants, les constructeurs de téléphones mobiles ne cessent d'intégrer de nouvelles fonctions dans les appareils. Réservé auparavant uniquement à l'armée américaine, le système GPS est également disponible aujourd'hui aux utilisateurs de téléphones mobiles, en plus des différents services existants (SMS, MMS, appareil photo...). Voici comme exemple : un téléphone GPS de la société Nokia (**Fig. 1.5**) [1-9].



Figure 1.5: Téléphone mobile Nokia N95

Un autre exemple de téléphone multi-fonctions, le fabricant taïwanais Asus lance son *smartphone P535 tribande* (**Fig. 1.6**) disposant de fonctionnalités multiples. Ce téléphone mobile est équipé du système wi-fi, d'un appareil photo intégré et d'un GPS [1-10].



Figure 1.6: Smartphone P535 tribande Asus

2. Les systèmes militaires

La partie militaire n'échappe pas au développement des systèmes embarqués. Beaucoup d'appareils (avion, hélicoptère, char, navire...) sont équipés par des systèmes embarqués. En voici quelques exemples.

2.1. Les systèmes de navigation GPS

Comme pour l'usage des civils, les systèmes de navigation tel que le GPS sont utilisés par l'armée pour se localiser à n'importe quel endroit du monde. Cependant la différence réside dans la précision apportée par le GPS destiné à l'armée est nettement plus élevée (environ 10 m) comparée à celle du GPS destiné aux civils (environ 100 m). Cela s'explique du fait qu'au début de sa commercialisation, l'armée américaine a délibérément dégradé le signal, de peur que les forces ennemies l'utilisent pour guider leurs propres armes. Le *GPS Precision Lightweight GPS Receiver* (GPS PLGR) (**fig. 1.7**) est un équipement de navigation de haute précision par signaux satellites utilisé par l'armée américaine [1-11].



Figure 1.7: GPS américain

2.2. Le système de guidage radar pour missiles

La plupart des véhicules militaires (tank, avion de chasse, hélicoptère) sont dotés de missiles pour la défense ou le combat. Le but du missile est d'atteindre sa cible avec précision, pour cela ils sont guidés par radar. Il existe plusieurs types de guidage radar pour les missiles : le guidage radar actif (le missile possède son propre radar) et le semi-actif (le missile utilise le radar de l'avion qui le tire). Ainsi le guidage radar a recourt aux systèmes embarqués. Par exemple, Le Matra R530 (**Fig. 1.8**) est un missile français de moyenne portée, avec têtes interchangeables pour un guidage radar semi-actif ou un guidage infrarouge pour l'utilisation à courte portée.



Figure 1.8: Missile Matra super 530

2.3. Le système de surveillance aéroporté

La surveillance par vidéo est très utilisée par les particuliers, les entreprises et le gouvernement pour assurer la sécurité. Le groupe Sagem a élaboré un système de surveillance aéroporté embarqué à bord d'un hélicoptère (**Fig. 1.9**) appelé Hesis. Ce système permet d'effectuer de nombreuses opérations comme la surveillance aéromaritime, des frontières ou des zones urbaines à risque. Les caméras de jour et infrarouges embarquées sont dotées d'un zoom optique à très fort grossissement qui permet de recueillir des images d'une grande précision, en toute discrétion de jour comme de nuit. Ces images peuvent être enregistrées ou transmises en temps réel par liaison hertzienne vers le centre de décision qui utilise une technologie numérique à bande étroite, ce qui permet la diffusion d'images à grandes distances. Le système embarqué permet également la prise de décision en temps réel pour une éventuelle intervention immédiate.



Figure 1.9: Hesis embarqué sur un hélicoptère

II. ARCHITECTURE DES SYSTÈMES

1. Les systèmes satellitaires

La conquête de l'espace a toujours été l'un des plus grand rêve de l'homme. A défaut d'avoir pu coloniser une autre planète, on a exploité les différents systèmes orbitaux autour de la Terre en lançant de nombreux satellites artificiels. Dès le commencement de l'ère spatiale, les satellites ont pris place dans le domaine des télécommunications, venant compléter les différents réseaux terrestres et câbles sous-marins. En 1945, Arthur C. Clarke élabore les premiers concepts de communication par satellite et en particulier le principe de l'orbite géostationnaire. Le premier satellite réalisé fut SPUTNIK-I en 1957, quelques mois après la pose du premier câble transatlantique qui permettait la transmission simultanée de 40 communications. Mais le premier véritable satellite de télécommunications fut TELSTAR lancé en 1962 qui permit de réaliser la première mondovision en transmettant des images télévisées au-dessus de l'Atlantique dans la nuit du 10 au 11 juillet 1962 [1-14]. Ainsi dans ce premier chapitre, nous présenterons les différents systèmes de télécommunications par satellite.

1.1. Principe : les différents orbites et leurs constellations

Un satellite lancé doit se maintenir dans l'espace et ne pas retomber immédiatement après son lancement. On parle alors de mettre un satellite sur orbite qui est la trajectoire que décrit dans l'espace un corps autour d'un autre corps sous l'effet de la gravitation. On peut classer ces orbites en 3 catégories différentes:

- LEO (**L**ow **E**arth **O**rbits) : Orbites Basses.
- MEO (**M**edium **E**arth **O**rbits) : Orbites Moyennes.
- GEO (**G**eosynchronous **E**arth **O**rbits) : Orbites Géostationnaires.

1.1.1. Orbite géostationnaire

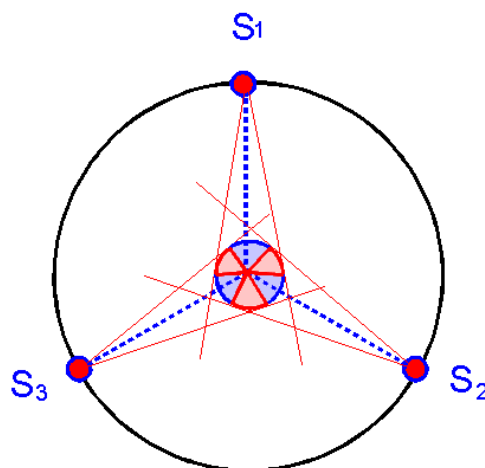


Figure 1.10: Trois satellites placés en orbite géostationnaire

L'orbite géostationnaire, parfois appelé orbite de Clarke, est une orbite circulaire située à 35786 km d'altitude au-dessus de l'équateur de la Terre, dans le plan équatorial et possédant une excentricité nulle. C'est un cas particulier de l'orbite géosynchrone. Un corps se trouvant sur cette orbite possède une période de révolution très exactement égale à la période de rotation de la Terre qui est de 23 heures 56 minutes et 4 secondes (c'est la caractéristique de l'orbite géosynchrone). Ce corps paraît immobile par rapport à tout point à la surface de la Terre. Cette caractéristique est particulièrement importante pour les satellites de télécommunications ou bien de diffusion de télévision. Les satellites GEO sont nécessairement situés à la verticale ou au zénith d'un point de l'équateur ou, en d'autres termes, situés dans le plan équatorial de la Terre [1-15]. Ainsi, un satellite en orbite géostationnaire couvre généralement 42% de la surface terrestre, c'est pourquoi trois satellites GEO suffisent à couvrir la totalité de la surface du globe (**Fig. 1.10**).

La **figure 1.10** représente trois satellites disposés à 120° sur l'orbite géostationnaire permettant de couvrir quasiment toute la terre, à part une petite zone polaire située aux deux extrêmes. Les zones en rouge sont couvertes par deux satellites alors que les zones en bleue sont couvertes par un seul satellite. Seules les latitudes au dessus de 81° environ ne sont pas accessibles [1-16].

L'orbite géostationnaire est la plus utilisée actuellement car la qualité des signaux est équivalente, voire supérieure à celle des autres orbites. Mais il est beaucoup plus rentable d'utiliser ce type de satellite dans la mesure où l'avantage majeur est la possibilité d'employer sur Terre des antennes fixes. Cependant les systèmes GEO comportent quelques inconvénients à cause de leur altitude élevée tels que:

- Plus les zones à couvrir sont éloignées de l'équateur, plus le signal mettra de temps pour arriver. C'est le temps de latence (temps de propagation des ondes électromagnétiques) qui est relativement long : il faut compter ½ s environ pour un aller-retour terre-satellite, ce qui rend les transmissions en temps réel (voix et données) difficiles.
- Une atténuation de puissance en espace libre très élevée, environ 200 dB à cause de nombreux interférences sur le trajet, rendant le bilan de liaison très défavorable. Ceci nécessite d'une part des satellites émettant de fortes puissances et d'autre part des récepteurs au sol plutôt volumineux.
- Le nombre de satellites en orbite géostationnaire devenant de plus en plus grand au fil des années, cette trajectoire commence à être très chargée. Les scientifiques prévoient aussi un danger pour les satellites en état de marche car les satellites dits " poubelles " qui n'ont plus d'énergie pour être opérationnels dérivent sans contrôler leur vitesse et peuvent alors détériorer les autres [1-17].

Voici quelques exemples de système à satellites géostationnaires.

➤ **Inmarsat**

Références générales: [1-18] à [1-23]

C'est un réseau mis en service en 1982, accessible sur terre, en mer et dans les airs, qui compte aujourd'hui plus de 300 000 utilisateurs qui peuvent accéder au réseau mondial de communication. Inmarsat (**I**nternational **m**aritime **s**atellite **o**rganisation) exploite une constellation de 9 satellites géostationnaires dont 5 de réserve. Cinq de ces satellites sont de la troisième génération et les 4 autres sont de la deuxième génération. La première constellation d'Inmarsat se compose de 4 satellites Inmarsat-3 placés en orbite géostationnaire couvrant la quasi-totalité du globe (sauf les pôles) (**Fig. 1.11**). Ces satellites sont alimentés par des panneaux solaires.

Chaque satellite couvre une des régions océanographiques du globe. L'un est placé au-dessus du Pacifique (POR), un autre au-dessus de l'océan Indien (IOR) et les deux autres couvrent l'océan Atlantique Est (AOR-E) et Ouest (AOR-W). Le domaine terrestre comprend un réseau de 37 stations terrestres de LES (**L**and **E**arth **S**tation) et de NOC (**N**etwork **O**peration **C**enter). Les LES localisées dans le monde entier sont en contact avec les satellites et le réseau de télécommunication terrestre. Elles forment le lien. Les NOC coordonnent le trafic.

Le réseau d'Inmarsat propose toute une palette de services et donne accès à l'ensemble des moyens de communication (voix, fax, e-mail, transfert de données, internet) aux utilisateurs maritimes, terriens mobiles et aéronautiques. Les bandes de fréquence utilisées par le système Inmarsat sont les bandes L¹ et C². Plusieurs générations de satellites ont été lancées jusqu'à aujourd'hui. Actuellement, nous sommes à la quatrième génération (Inmarsat I-4) dont le deuxième satellite sur un total de 3, a été lancé le 8 novembre 2005. Ces 3 satellites constitueront un réseau mondial de communication à large bande BGAN (**B**roadband **G**lobal **A**rea **N**etwork). Ce service de réseau mondial à large bande fournira une extension spatiale aux réseaux terrestres de troisième génération tels que l'UMTS (**U**niversal **M**obile **T**elecommunications **S**ystem) pour la téléphonie, les données et l'Internet à haut débit sur terminaux de types ordinateurs portables et assistants personnels. Ainsi, les voyageurs d'affaires, les ONG, les sociétés de prospection pétrolière, les journalistes par exemple, disposeront d'un bureau virtuel en tout lieu couvert par le système satellitaire, y compris sur les liaisons aériennes ou maritimes [1-24].

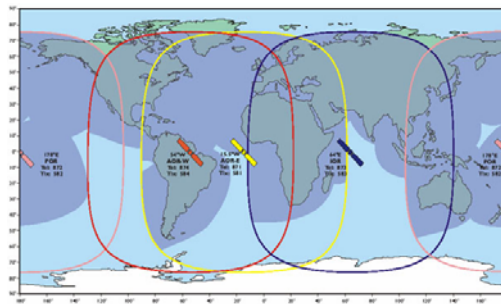


Figure 1.11: Couverture du réseau Inmarsat

➤ **Thuraya**

Références générales: [1-18], [1-21], [1-23] et [1-25] à [1-29]

La société de télécommunications mobiles par satellite Thuraya a été créée en 1997 par un consortium basé aux Emirats Arabes Unis. C'est un réseau satellitaire régional composé d'un satellite géostationnaire et d'une unique passerelle terrestre. Son premier satellite opérationnel a été lancé le 21 octobre 2000. Il propose des services de téléphonie mobile par satellite à plus de 2 milliards de personnes dans le monde. Grâce à des partenariats avec des opérateurs de télécommunications fixes et mobiles nationaux, il couvre plus de 120 pays d'Europe, du Moyen-Orient, d'Afrique du Nord et Centrale, de vastes régions d'Afrique du Sud, de la CEI ainsi que du Centre et Sud de l'Asie depuis 2004 (**Fig. 1.12**). Le réseau Thuraya offre des services tels que la téléphonie, fax et transmission de données. De plus il intègre la localisation GPS (**G**lobal **P**ositioning **S**ystem).

1 Bande L : 1 – 2 GHz

2 Bande C : 4 – 8 GHz



Figure 1.12: Couverture du réseau Thuraya

Les liaisons entre satellite et mobile utilisent la bande L (1626,5 – 1660,5 MHz pour le sens montant et 1525 – 1559 MHz pour le sens descendant). Les liaisons entre la station passerelle terrestre et le satellite utilisent la bande C (6425 – 6725 MHz) pour le sens montant et la bande S³ (3400 – 3625 MHz) pour le sens descendant.

La société Thuraya connaît un très fort développement. Elle prévoit de lancer son troisième satellite au début de l'année 2007 pour élargir sa zone de couverture et inclure l'Extrême-Orient et l'Australie. De plus, pour améliorer son réseau, elle prévoit également l'ajout d'une seconde passerelle terrestre et d'un centre d'opérations avancées sur le nouveau site des Emirats Arabes Unis. Cela permettra la redondance et l'équilibrage de charge pour la passerelle principale.

➤ **ACeS**

Références générales: [1-30] à [1-32]

La société ACeS (Asia Cellular Satellite) a été créée en 1995 en Indonésie par 3 opérateurs de télécommunications locaux. Une société américaine la rejoint en 1999. Mais ce n'est qu'en l'an 2000 que cette société est réellement présente sur le marché depuis la lancée de son premier satellite (Garuda-I) le 12 février 2000. Elle est composée d'un seul satellite en orbite géostationnaire, de 3 stations de passerelles terrestres, d'une station terrestre de contrôle du satellite et du réseau. De nos jours, elle couvre plus de 27 pays à travers toute l'Asie (**Fig. 1.13**), et propose toute une palette de services de téléphonie mobile par satellite tels que la voix, les SMS (Short Message Service), le WAP (Wireless Application Protocol), le fax et les données.



Figure 1.13: Couverture d'ACeS

3 Bande S : 2 – 4 GHz

Les liaisons entre le satellite et un terminal bi-mode utilisent la bande L et les liaisons entre le satellite et les stations passerelles ou station de contrôle utilisent la bande S.

Récemment, les sociétés ACeS et Inmarsat ont annoncé une collaboration entre elles, ainsi ACeS étant un système régional deviendra un opérateur mondial.

➤ **Worldsat**

La société Worldsat a été créée en 2003 par SES GLOBAL en tant que filiale de SES AMERICOM, opérateur basé dans le New Jersey et fournisseur américain de services satellitaires de haute qualité. Mais c'est en janvier 2004 que Worldsat a été officiellement lancé. Elle propose à ses clients des applications aussi diverses que les communications mobiles, la diffusion de chaînes audiovisuelles, les connexions internet et réseaux de données, ainsi que des services à valeur ajoutée assurés par la liaison des meilleures flottes satellitaires régionales, notamment SES AMERICOM aux États Unis et SES ASTRA en Europe, au Moyen-Orient et en Afrique. Worldsat dispose à l'heure actuelle de satellites positionnés à 108,2° Est (WORLD SAT-1, anciennement AAP-1), 172° Est (Spacenet-4), 174,3° Ouest (TDRS-5), 47° Ouest (TDRS-6) et 37,5° Ouest (Satcom-C1) [1-33].

1.1.2. Orbite basse et moyenne

Nous avons vu précédemment que l'inconvénient majeur de l'orbite géostationnaire est le temps de latence entre le satellite et la Terre. Pour diminuer ce temps de latence, il faut réduire la distance satellite-Terre. C'est la raison pour laquelle d'autres projets ont été conçus moyennant des orbites plus basses telles que l'orbite basse (LEO) et l'orbite moyenne (MEO) que nous pouvons regrouper car leurs caractéristiques sont très similaires. L'orbite LEO est un type d'orbite terrestre situé entre 300 et 1500 km d'altitude. L'orbite MEO est située entre 5000 et 15 000 km et au-dessus de 20 000 km.

Les constellations de satellites sur ces 2 orbites présentent l'avantage d'une puissance accrue du fait de leur altitude moins élevée entraînant moins de pertes. Un autre avantage est à noter : les émetteurs sont de plus petites tailles, ce qui est intéressant pour les services liés à la communication mobile. Cependant le point noir de ses systèmes est le fait que ces satellites ne couvrent pas en permanence un point donné de la Terre. Pour remédier à ce problème, il est nécessaire de créer des constellations, ainsi les satellites d'une même constellation se relaient pour obtenir un maximum de couverture terrestre, c'est le Handover⁴.

La constellation est longue à mettre en oeuvre et très onéreuse en dépit de sa faible durée de vie. Elle exige donc une immobilisation financière très lourde qui ne peut être rentabilisée avant la mise en place de l'ensemble de la constellation alors même qu'elle implique un retour d'investissement rapide [1-22]. Plusieurs systèmes se basant sur de telles constellations ont lancé leurs services autour des années 2000. Nous pouvons citer Iridium, Globalstar, ICO, Teledesic et Skybridge. Voici un petit descriptif de ces systèmes.

⁴ Ensemble des techniques qui permettent de transférer une communication d'un satellite à un autre sans que celle-soit interrompue.

1.1.2.a. Les systèmes pour la téléphonie mobile

➤ **Iridium**

Références générales: [1-15], [1-18], [1-36] à [1-38]

La société Iridium a été lancée par un consortium groupé autour de Motorola en 1998. Elle devait compter à l'origine 77 satellites, d'où son nom qui fait référence à l'élément du même nom dont le numéro atomique est 77. Elle connaît une banqueroute retentissante et dépose le bilan au mois d'août 1999, et ses activités connaissent un arrêt officiel le 18 Mars 2000. Cependant elle se fait racheter pour la somme de 25 millions de dollars par une société américaine de Virginie le 20 novembre 2000 et passe des contrats avec le Ministère Américain de la Défense.

Aujourd'hui elle est un réseau de satellites avec 66 satellites actifs qui évoluent aux environs de 780 km en orbite basse, ainsi elle assure une couverture planétaire complète comprenant les mers, océans, pôles et les voix aériennes. Les satellites d'Iridium sont capables de communiquer entre eux grâce aux liens intersatellites et une seule station relais suffit à acheminer les communications.

Iridium est un réseau de communication mobile par satellite qui offre l'accès à la téléphonie, à l'envoi de SMS et à la transmission de données quelle que soit la position de l'utilisateur sur mer comme sur Terre. Les liaisons entre satellites, stations de contrôle et passerelles se situent dans la bande K⁵ et Ka⁶ (19,4 – 19,6 GHz pour le sens descendant ; 29,1 – 29,3 GHz pour le sens ascendant). Les liaisons entre satellites et équipements utilisateurs fonctionnent en bande L (1616 - 1626,5 MHz). Et les liens intersatellites se situent dans la bande K (23,18 - 23,38 GHz).

➤ **Globalstar**

Références générales: [1-15], [1-21], [1-39] à [1-41]

La société Globalstar LP chargée de la définition, du développement et de la commercialisation du système est constituée en 1995 par Loral Space & communications et Qualcomm Inc (sociétés américaines) en partenariat avec les principaux fournisseurs mondiaux de services et d'équipements du domaine des télécommunications et de l'aérospatial. Le premier satellite a été lancé en février 1998 mais le déploiement du système est retardé à cause de problèmes diverses notamment la perte de 12 satellites en septembre 1998. Néanmoins en février 2000, tout le système est mis en place. Le 18 février 2002, Globalstar est mise sous protection judiciaire selon la loi américaine des faillites et désengagement de certains partenaires. En avril 2003, ICO Global Communication, propriété du milliardaire Craig Mc Caw, devient l'actionnaire majoritaire à 54% de son concurrent Globalstar qui est en redressement judiciaire. Mais devant son incapacité à finaliser l'acquisition de Globalstar dû à des problèmes financiers, le groupe ICO autorise la société à rechercher des investisseurs alternatifs. Ainsi, Globalstar a été acquis par Thermo Capital Partners à 81,25%, le 9 décembre 2003. En septembre 2003, Globalstar Europe, dont le siège se trouve à Dublin en Irlande, est créé pour commercialiser le système en Europe.

Actuellement, Globalstar est composée de 48 satellites opérationnels et 8 de secours. Ils sont positionnés sur 8 plans orbitaux inclinés à 52°, pour une période orbitale de 113 minutes, en orbite basse (LEO de 1414 km) associées à un réseau terrestre mondial d'une centaine de stations.

5 Bande K : 18 – 26,5 GHz

6 Bande Ka : 26,5 – 40 GHz

À la différence du système Iridium, les satellites ne peuvent pas communiquer entre eux. Globalstar offre une large couverture (**Fig. 1.14 et 1.15**) comprenant 100% de l'Europe et 120 pays dans le monde.

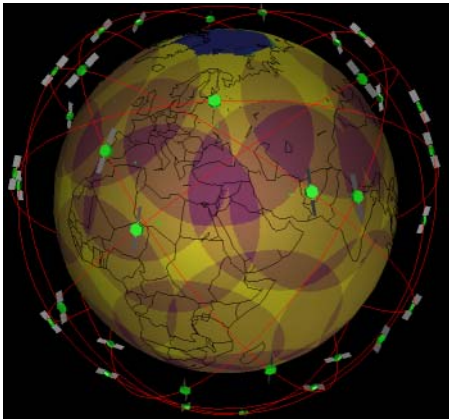


Figure 1.14: Satellites de Globalstar en LEO

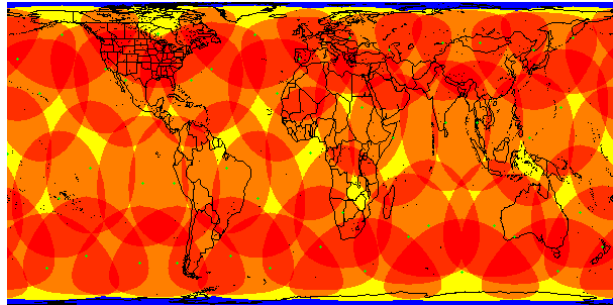


Figure 1.15: Couverture de Globalstar

Elle est conçue pour fournir des services de téléphonie tels que la voix, le fax, la messagerie, la transmission de données et de plus, la localisation par GPS. Les communications entre les utilisateurs et les satellites se font au moyen de fréquences porteuses se situant dans la bande L (1610 – 1626,5 MHz pour la voie montante) et bande S (2483,5 – 2500 MHz pour la voie descendante). Les liaisons entre les satellites et les stations de connexion au réseau utilisent des fréquences porteuses en bande C (5091 – 5250 MHz pour la liaison montante et 6875 – 7055 MHz pour la liaison descendante) ainsi que les liaisons aux stations de contrôle des satellites.

➤ ICO

Références générales: [1-15], [1-42] à [1-45]

Le groupe ICO (**I**ntermediate **C**ircular **O**rbit) Global Communications est fondé en janvier 1995 par un consortium d'une soixantaine d'investisseurs. Il s'est mis en procédure de liquidation financière selon le chapitre 11 de la loi américaine sur les faillites le 27 août 1999. Mais le 3 décembre 1999, Craig Mc Caw, déjà principal actionnaire de Teledesic, propose un plan de relance qui est accepté par le tribunal des faillites américain. En mai 2000, Craig Mc Caw décide de fusionner les deux groupes qui deviendraient ICO-Teledesic Global Ltd, mais le projet fut refusé par leurs actionnaires respectifs. En juin 2001, le premier satellite est lancé avec succès. En 2003, le groupe ICO tente d'acquérir Globalstar, tentative qui n'aboutit pas puisque le groupe Globalstar a été acquis par Thermo Capital Partners **[1-43]**.

ICO devait être un réseau de communication mobile basé sur une constellation de satellites évoluant en moyenne orbite, à 10 335 km d'altitude, selon deux plans orbitaux comprenant chacun 5 satellites et un de secours, associés à un réseau terrestre mondial de 12 stations. La constellation avait été conçu pour fournir une couverture mondiale et pour optimiser l'utilisation du réseau satellitaire : il s'agissait de la possibilité d'utiliser plusieurs satellites en même temps. Ceci aurait permis d'assurer une plus grande fiabilité des communications en évitant une interruption du signal due à la défection d'un satellite. Il devait permettre la fourniture de services, voix, fax, données et multimédia à contrainte de temps réel (vidéo par exemple).

1.1.2.b. Les systèmes pour le multimédia haut débit

➤ Teledesic

Références générales: [1-15], [1-42] et [1-46]

Teledesic devait révolutionner toute l'industrie des communications en créant un internet dans le ciel « internet in the sky ». Il a été le plus gros projet du secteur des communications par satellite à hauteur de 9 milliards de dollars, initié par Bill Gates et Craig Mc Caw. Le projet était extrêmement ambitieux. À l'origine en 1994 le réseau devait comporter 840 satellites actifs en LEO à 700 km d'altitude, mais le réseau comportait 288 satellites à 1400 km d'altitude en 1999 comparés aux 66 satellites opérationnels d'Iridium et 48 de Globalstar. Ces 288 satellites devaient être organisés en 12 plans de 24 satellites chacun et permettaient le hand-over. Teledesic a connu plusieurs investisseurs tels que Boeing qui avait investi 100 millions de dollars et Prince Alwaleed Bin Talal qui avait investi 200 millions. En mai 1998, Teledesic s'est mis en partenariat avec Motorola pour le développement et déploiement du réseau de communication par satellite. En février 2002, le nombre de ses satellites a été ramené à 30.

Le but du système Teledesic était de fournir à ses utilisateurs des services internet à très haut débit (100 Mbps pour la liaison montante et 720 Mbps pour la liaison descendante). Le réseau Teledesic devait opérer dans une portion de la bande Ka (28,6 – 29,1 GHz sur la liaison montante et 18,8 – 19,3 GHz sur la liaison descendante). Cependant aujourd'hui, le projet a été abandonné.

➤ SkyBridge

Références générales: [1-42] et [1-47]

Créé par la société Alcatel Space en 1997 mais vite rejoint par d'autres partenaires industriels (le CNES, Loral Espace, Thomson Multimedia...), le projet SkyBridge est un système d'accès à large bande par satellite. Prévu à l'origine de 2 constellations de 32 satellites chacune, il devait être constitué plus tard de 80 satellites évoluant en orbite basse LEO à 1469 km d'altitude ainsi une couverture mondiale devait être assurée. Son réseau devait opérer dans la Bande Ku⁷. Les satellites devaient fournir de la transmission multimédia à haut débit. Le projet SkyBridge a également été abandonné comme Teledesic.

1.1.3. Synthèse

Le domaine des télécommunications est sans cesse en évolution. Les systèmes de télécommunications par satellite ont un très grand intérêt auprès de la population mondiale. En fonction de leur besoin, les sociétés « se partagent la carte du ciel », dans les différentes orbites (**Fig. 1.16**) qui présentent des avantages et des inconvénients. Ils sont irremplaçables pour couvrir les zones peu ou pas desservies par les réseaux terrestres. Cependant, malgré l'engouement des sociétés à développer ces systèmes, plusieurs projets ont été abandonnés car le financement semble trop lourd à gérer.

⁷ Bande Ku : 12 – 18 GHz

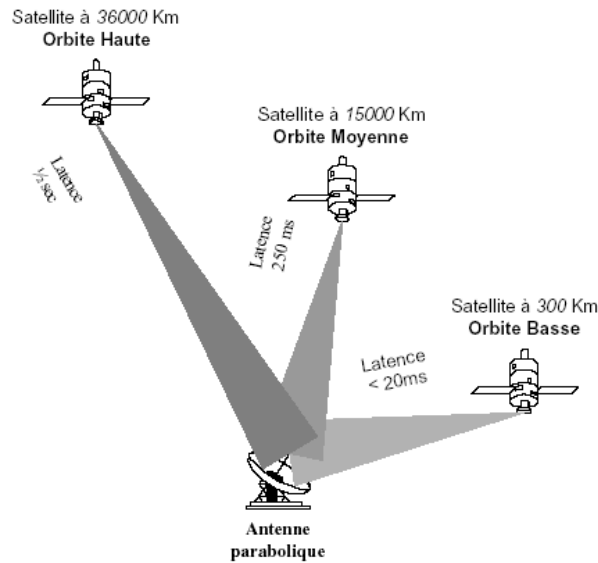


Figure 1.16: Les différents orbites

Voici un tableau récapitulatif résumant les différentes caractéristiques de chaque système.

<i>SYSTÈME</i>	<i>TYPE D'ORBITE</i>	<i>ALTITUDE</i>	<i>NOMBRE DE SATELLITES</i>	<i>OPÉRATEUR</i>	<i>CONSTRUCTEUR</i>	<i>SITUATION</i>
Inmarsat	GEO	35786	4 en service 5 de secours en vol			en activité
Thuraya	GEO	35786	1 en service 1 de secours en vol			en activité
ACes	GEO	35786	1 en service			en activité
Worldsat	GEO	35786	4 en service			en activité
Iridium	LEO	780	66 en service 14 en secours en vol	Motorola	Lockeed Martin	en activité
Globalstar	LEO	1414	48 en service 8 de secours en vol 8 de secours au sol	Loral	SS/Loral	en activité
ICO	MEO	10335	10 en service prévu 2 de secours prévu	Craig Mc Caw	Huthes/Boeing	abandonné
Teledesic	LEO	1400	288 prévu à l'origine, ramené à 30	Craig Mc Caw	Boeing	abandonné
SkyBridge	LEO	1469	80 prévu	Alcatel	Alcatel	abandonné

Tableau 1.1 : Caractéristiques des différents systèmes satellitaires

1.1. Les systèmes satellitaires de positionnement

Références générales: [1-48] à [1-60]

« Où sommes-nous? », voilà la grande question que se posaient les hommes au début de

l'exploration de la planète où nous vivons. Et cette question est récurrente, car aujourd'hui on ressent toujours le besoin de connaître l'emplacement exact où l'on se trouve. Dans le passé, les explorateurs, les marins, les marchands ambulants etc... s'orientaient en regardant le ciel, par rapport à la position des étoiles qui formait un bon point de repère. Ainsi, ils pouvaient déterminer dans quelle direction ils progressaient et à quelle distance au nord ou au sud de l'équateur ils se trouvaient ou encore quelle distance vers l'est ou vers l'ouest ils avaient parcouru [1-48]. Cependant la nuit par mauvais temps et le jour, ces voyageurs ne pouvaient plus se repérer.

La boussole qui permet de déterminer la position des 4 points cardinaux pourrait être le premier système de navigation. Depuis, la radionavigation est en plein essor avec l'arrivée des systèmes de navigation par satellite GNSS (Global Navigation Satellite System). Un système de navigation par satellite permet à ses utilisateurs de se repérer n'importe où ils se trouvent grâce aux constellations de satellites placées en orbite. Dans ce chapitre nous décrirons d'abord le plus vieux système de navigation par satellites qui est le GPS américain, puis nous le comparerons à ses concurrents russe (GLONASS) déjà en service, et européen (GALILEO) qui est actuellement en cours de développement.

1.1.1. GPS

1.1.1.a. Historique

En 1958, un an après le lancement du premier satellite Sputnik 1, un programme militaire américain visait à obtenir la position d'un mobile terrestre à partir d'émissions de radio en provenance d'un satellite.

En 1960, les ingénieurs de l'U.S Navy mettent au point le système *Transit* qui est basé sur l'effet Doppler (utilisé par les radars) et qui permet de positionner un point fixe avec une précision métrique. Cependant, des contraintes fortes, telles que des temps de mesure importants et la nécessité de 2 survols du récepteur, rendent le système inutilisable et contraignent les ingénieurs à trouver une autre solution [1-49]. Puis sont apparus les programmes appelés *Timation* et un autre développé par l'US Air Force appelé *System 621 B* qui furent pour la première fois, basés sur des horloges de grande précision et un code d'émission pseudo-aléatoire. Après expérimentations et de nombreux essais, ce système a servi de base au Navstar (**N**avigation **s**ystem **t**ime **a**nd **r**anging) GPS développé par le **J**oint **P**rogram **O**ffice (JPO) vers 1969 et qui est devenu aujourd'hui le système que l'on appelle simplement GPS [1-50]. Donc, le système GPS (**G**lobal **P**ositioning **S**ystem) a été imaginé par le département de la Défense américaine (DoD : **D**epartment **o**f **D**efense) qui finance et contrôle entièrement le projet. Il a été conçu pour fournir aux forces armées américaines un système de repérage global et de très bonne précision. C'est un système très élaboré car il allie des qualités exceptionnelles telles que la couverture quasi mondiale et permanente, la précision de localisation, le nombre d'utilisateur illimité et le coût très faible du service.

Le 22 février 1978, le premier satellite GPS, parmi les 4 mis en service cette année-là, est mis en orbite, et est officiellement déclaré opérationnel dès le 29 mars 1978. Cependant, le problème de l'accessibilité du service s'est rapidement posé.

En effet de nombreuses applications civiles voulaient recourir à ce système, et il n'était pas imaginable de laisser le service en libre accès à tout le monde, n'importe quel pays agresseur pouvant alors l'utiliser à son profit. Dès le début, les USA voulaient s'assurer la maîtrise totale quant à l'exploitation du système GPS, mais ne voulaient pas exclure les applications civiles [1-51]. Ainsi, plusieurs versions du GPS sont mises en service pour différentes applications. Tout utilisateur

américain muni d'un récepteur peut utiliser le SPS (Standard Positioning System) qui est une version simplifiée du GPS, soumis à une dégradation volontaire des signaux satellitaires pour une précision de 100 m environ. Le PPS (Precise Positioning System) avec une précision de moins de 10 m, est quant à lui strictement réservé à l'armée américaine.

En 1983, le président Ronald Reagan demande que le SPS soit accessible par tous dans le monde entier. Cependant, sa précision est maintenue à 100 m à l'horizontal avec une précision de 95%, et l'armée américaine se garde le droit de pouvoir dégrader ses performances en cas de besoin.

Le 24 janvier 1986, l'accident survenu à la navette CHALLENGER a retardé la mise en orbite des premiers satellites de la configuration opérationnelle.

Le 10 janvier 1987, le système géodésique WGS 84 est adopté pour tous les calculs de positionnement avec le GPS.

En 1989, les lancements ont repris et le 14 février le premier satellite du bloc II est mis en orbite. Ce type de satellite est beaucoup plus précis, et peut rester 14 jours sans contact avec les stations au sol tout en gardant une précision suffisante.

Le 4 juillet 1991, les informations transmises par les satellites sont dégradées grâce à une manipulation des messages appelée SA (Selective Availability).

Le 8 décembre 1993, 24 satellites sont opérationnels sur leur orbite et utilisables pour la navigation et à partir du 17 juillet 1995, ils répondent aux exigences de l'armée américaine.

Le 29 mars 1996, le président des Etats-Unis accepte un texte de «l'office des sciences et technologie» qui propose de supprimer la SA dans les dix prochaines années.

Le 1^{er} mai 2001, le Président Clinton annonce que la SA est supprimée. Cela signifie que le GPS qui donnait jusqu'à ce jour une position à 100 mètres près dans 95% des cas devient 10 fois plus précis. Depuis, le positionnement se fait donc à 10 mètres près avec une précision de 95%.

1.1.1.b. Description du système

Le système est composé de trois parties distinctes, appelées encore segments.

- le segment spatial
- le segment de contrôle
- le segment utilisateur

➤ **Le segment spatial :**

Le segment spatial est constitué d'une constellation de 24 satellites opérationnels et 4 satellites de réserve, répartis sur 6 plans orbitaux de 60° dont chacun à une inclinaison de 55° par rapport à l'équateur pour assurer une bonne couverture des régions polaires (**Fig. 1.17**). Chaque plan contient 4 satellites également espacés, sur un même orbite il y a un angle de 90° entre 2 satellites. Ces satellites évoluent à une altitude d'environ 20 200 km et mettent environ 12 h pour effectuer une révolution complète autour de la Terre. La répartition des satellites permet de disposer en permanence d'un minimum de 4 satellites ayant une élévation supérieure à 9,5°. De plus elle assure la présence d'au moins 5 satellites observables au-dessus de l'horizon. Les satellites de réserve sont destinés à pallier les pannes éventuelles dont pourraient être victimes les satellites de la constellation.



Figure 1.17: Répartition des satellites du système GPS

Les satellites ont une période de révolution de 1 jour sidéral (11 h 58 min). Ainsi, une constellation peut être observée deux fois par jour et chaque jour 4 min plus tôt que le jour précédent. Chaque satellite transmet régulièrement des signaux horaires, l'éphéméride¹ et diverses autres informations. Les satellites sont équipés de quatre horloges atomiques qui leur permettent de rester 14 jours sans contact au sol, tout en conservant une précision suffisante. Les satellites s'orientent continuellement pour pointer les panneaux solaires qui les alimentent vers le soleil et les antennes vers la terre.

Les satellites, qui ont une durée de vie moyenne de 8,5 années, sont renouvelés et évoluent dans leur technologie. Actuellement la constellation de 28 satellites est composée de générations différentes (émettant tous les mêmes signaux): 4 du bloc II (année 80), 18 du bloc IIA (1990 – 1997) et 6 du bloc IIR (depuis 1997). La majorité des satellites du bloc I a été mise sur orbite par le lanceur américain Atlas qui est une fusée très éprouvée avec plusieurs centaines de lancement depuis 1962. La plupart des satellites expérimentaux du bloc I ont soit cessé d'émettre, soit n'ont jamais fonctionné suite à des incidents au lancement. Ces satellites avaient été conçus dans le but de valider le concept et de générer la constellation expérimentale. Les satellites du bloc II, qui constituent la 1^{ère} version opérationnelle du système, ont été mis sur orbite par le lanceur américain DELTA II. Cette fusée fut à l'origine d'un missile balistique appelé missile THOR. Sa fabrication fut arrêtée en 1984 jusqu'à ce que le drame de Challenger en janvier 1986 vienne tout remettre en question. La fusée DELTA réapparut avec la suspension des vols de navettes et la remise en cause de sa fonction commerciale [1-53].

➤ **Le segment de contrôle :**

Le segment de contrôle est la partie qui permet de piloter et de surveiller le système. Il est composé de 5 stations de poursuite américaines au sol, réparties dans le monde (**Fig. 1.18**):

- à Hawaii,
- dans les îles Marshall,
- sur l'île de l'Ascension,
- à Diego Garcia,
- à Colorado Springs qui est le centre de contrôle.

Ces stations sont les yeux et les oreilles du système GPS, elles vérifient l'état des satellites lors de

¹ Ephéméride: description de l'orbite suivie

leur passage au-dessus d'elles. Leur rôle est d'enregistrer en permanence tous les signaux émis par les satellites, de calculer leurs éphémérides et de transmettre ensuite leurs données à la station principale de Colorado Springs. Le centre de contrôle doit également détecter tous les dysfonctionnements des satellites et assurer la maintenance de ceux-ci. Il actualise les orbites et les almanachs qui contiennent les éphémérides, synchronise et estime la qualité des horloges embarquées, calcule les paramètres de modélisation ionosphérique. Toutes ces informations sont alors renvoyées à 3 stations de chargement qui transmettent l'information aux satellites. Grâce à la répartition uniforme des stations de contrôle, tous les satellites GPS sont captés à 92% du temps. Le segment de contrôle sert donc à assurer la précision exigée par le système GPS [1-54].



Figure 1.18: Position des stations de contrôle terrestres

➤ **Le segment utilisateur :**

Le segment utilisateur est constitué de récepteurs qui ont été conçus afin de décoder le signal transmis par les satellites pour déterminer la position, la vitesse et le temps de l'utilisateur. Au départ le seul utilisateur était l'armée qui utilise le GPS pour leur matériel militaire intégré dans des jeeps, bateaux, avions, tanks ou sous-marins. Le système GPS était également intégré dans des équipements individuels pour les soldats. Aujourd'hui le segment utilisateur a été élargi aux civils, pour les voitures par exemple. Le nombre d'utilisateur n'est pas limité, il suffit juste de disposer d'un récepteur.

1.1.1.c. Principe de fonctionnement

Le système GPS est complètement lié à la science de la géodésie⁸. Un point quelconque dans l'espace est repéré dans l'un des systèmes tridimensionnels cartésien (x, y, z) , cylindrique (r, θ, z) ou sphérique (r, θ, ϕ) . Du même principe, le système GPS est utilisé pour repérer un point précis dans le système de positionnement (longitude, latitude, altitude) avec une précision de 10 m. Mais comment ces points sont-ils calculés?

- 1) Tout d'abord, la distance récepteur-satellite d peut être calculée en appliquant la formule suivante $d = ct$. Les satellites envoient des ondes électromagnétiques qui se propagent à la vitesse de la lumière $c = 299\,792\,458\,m.s^{-1}$. Connaissant la position exacte des 24 satellites, le récepteur mesure le temps de propagation de l'onde t qui lui parvient, en comparant les heures d'émission qui sont inclus dans le signal de réception.
- 2) La terre n'est pas une sphère parfaite et le récepteur n'est pas équidistant des 24 satellites.

⁸ Science qui détermine la forme et les dimensions de la Terre dans l'espace à trois dimensions

Ainsi le temps de propagation des ondes électromagnétiques qui parviennent au récepteur varie légèrement selon le satellite utilisé : 1 s peut créer une erreur d'environ 300 m. Par conséquent il est nécessaire que le récepteur ajuste son horloge. Pour cela, on utilise un système de triangulation : 3 satellites en constellation permettent de repérer précisément un récepteur sur Terre (**Fig. 1.19**). La couverture de chaque satellite peut être modélisée par un cercle imaginaire. L'intersection de trois de ces cercles permet de connaître les coordonnées en 2D (longitude et latitude) du récepteur. Pour ajuster son horloge, le GPS utilise des cercles de position : lorsque l'horloge du récepteur avance, le temps mis par le signal sera plus long que le temps réel, et les cercles de position apparaîtront plus grands qu'ils ne sont en réalité (**Fig. 1.20**). Le récepteur GPS se trouve alors dans une zone de chevauchement de ces cercles et retardera son horloge jusqu'à ce que cette zone soit la plus petite possible. Quand ces cercles de position ne se chevauchent pas (**Fig. 1.21**), le récepteur doit avancer son horloge jusqu'à ce que les cercles se coupent en un même point. Ensuite, lorsque l'horloge est parfaitement synchronisée, les trois cercles de position donnés par les satellites se couperont en un point unique (**Fig. 1.22**).

- 3) L'utilisation de 3 satellites donne uniquement un positionnement du récepteur en 2D, c'est pourquoi un quatrième satellite est nécessaire pour déterminer l'altitude, on aura ainsi un positionnement en 3D. On peut considérer qu'autour de chaque satellite, il y a une sphère imaginaire qui correspond à sa zone de couverture. L'intersection de 2 sphères donne un cercle de position où se trouve le récepteur (**Fig. 1.23**). De la même manière l'intersection de 3 sphères donne un segment de position. Pour obtenir un point unique en 3D, il est donc nécessaire d'utiliser un quatrième satellite.
- 4) On obtient un positionnement en 3D du récepteur dans le repère à trois axes appelé ECEF qui signifie « Earth Centered Earth Fixed » ou « Terre centrée Terre Fixée » en français. Ce repère a pour origine le centre de gravité des masses terrestres et ses coordonnées sont (x, y, z) . Le récepteur convertira ces coordonnées en (longitude, latitude, altitude) grâce au système géodésique WGS 84 (World Geodesic System 1984) qui est le système le plus utilisé au monde ou un autre.

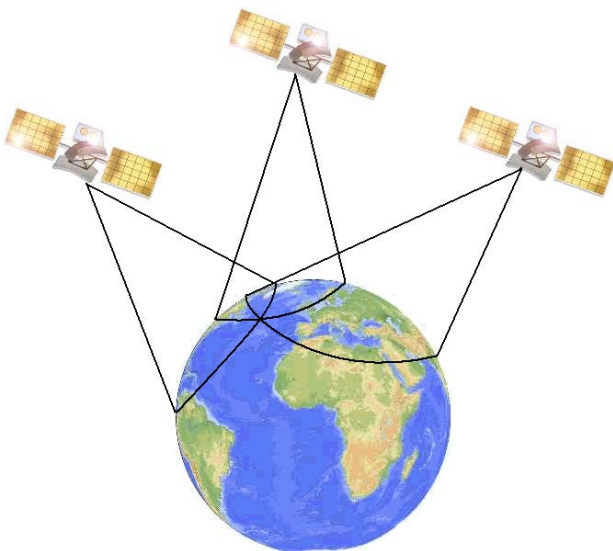


Figure 1.19: Repérage d'un récepteur par triangulation



Figure 1.20: Zone délimitée par les 3 satellites



Figure 1.21: Avant synchronisation du récepteur



Figure 1.22: Après synchronisation du récepteur

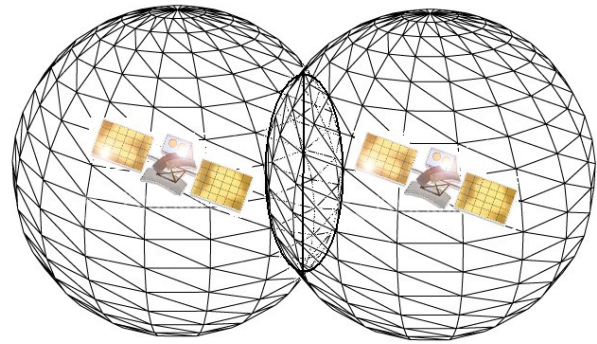


Figure 1.23: Intersection de 2 sphères de positionnement

1.1.1.d. Précision du GPS

Les sources d'erreur pour le calcul du positionnement d'un récepteur par le système GPS sont nombreuses. La moindre petite approximation peut engendrer une erreur de plusieurs centaines de mètres. Voici une liste non exhaustive des sources d'erreur:

- L'approximation de l'onde qui va à la vitesse de la lumière : sa vitesse n'est pas la même dans toutes les couches de l'atmosphère.
- Il est possible que le signal d'un satellite soit réfléchi avant d'arriver au récepteur.
- La mauvaise inclinaison des satellites.
- La proximité entre les satellites.
- L'incertitude horizontale.
- L'erreur verticale qui est d'environ 156 m.

1.1.1.e. Le DGPS

Pour remédier à une partie de ce problème de précision, il existe une fonction complémentaire au GPS : le DGPS (**Differential Global Positioning System**). Un centre DGPS est un relais qui capte les émissions des satellites et qui transmet les corrections à apporter aux appareils connectés. Pour l'utiliser il suffit de connaître le plus proche centre de correction du secteur dans laquelle on se trouve (pour la France, la station la plus proche est Ostende qui se situe en Belgique). Enfin l'utilisateur doit brancher un récepteur DGPS sur le récepteur GPS et le configurer, ainsi sa position sera automatiquement corrigée. Ce système est surtout utilisé dans la marine.

1.1.2. GLONASS

Références générales: [1-15] et [1-55]

Pour faire face aux USA, l'Union Soviétique veut elle aussi avoir son propre système de navigation par satellite. Ainsi le programme GLONASS (**G**lobal **N**avigation **S**atellite **S**ystem) est né dans les années 1980, durant la guerre froide. Le 12 octobre 1982, le premier satellite Glonass est lancé. Comme pour tous les systèmes de positionnement, ce système est composé de deux parties :

- La partie spatiale est composée de 24 satellites, répartis sur 3 plans orbitaux qui comprennent chacun 8 satellites à une altitude de 19100 km. Contrairement aux satellites du système américain, chaque satellite répète la même orbite après 8 jours. Les 24 satellites de la constellation furent mis en orbite le 24 septembre 1995. Les derniers satellites sont opérationnels à partir de janvier 2006. Cependant, le système est mal entretenu et présente de nombreux dysfonctionnements, la moitié des satellites est vieillissante et presque inutilisable. De plus, le fort coût des récepteurs limitent beaucoup l'utilisation. Depuis l'effondrement du bloc communiste, les crédits alloués au système GLONASS n'ont cessé de baisser et en octobre 2000, seuls 6 satellites étaient encore en état de fonctionner.
- La partie au sol est composée de 5 stations dont la principale se trouve à Krasnozmamensk dans la région de Moscou.

Devant l'urgence de la situation déplorable du système GLONASS, les autorités russes lancent le démarrage de 2 nouvelles générations de satellite: Ouragan-M et Ouragan-K à durée de vie augmentée. Le tir de 2003 emporte le premier Ouragan-M, sa précision est de 20 m dans le plan horizontal, de 30 m dans le plan vertical et 5 cm/s en vitesse. Sa durée de vie est de 7 ans. Actuellement 16 satellites (2 plans sur 3) sont en orbite. Le 25 décembre 2006, 3 nouveaux satellites ont été placés en orbite mais n'ont pas encore été activés. En novembre 2003, une déclaration d'intention est signée entre l'Agence spatiale fédérale russe et l'Organisation indienne pour la recherche spatiale pour étudier la possibilité de mettre sur orbite des Ouragan-K au moyen de lanceurs indiens. Les Ouragan-K pèsent environ 745 kg, leur précision est de 14 m dans le plan horizontal, de 20 m en altitude, 5 cm/s en vitesse et peuvent être lancés par groupe de 6 par des lanceurs M/Briz-M. Le lancement du premier Ouragan-K est prévu pour 2008. les études concernant une quatrième génération de satellites Ouragan-KM ont débutées en 2002, leur mise en service est prévue pour 2015.

Depuis peu, le système GLONASS est utilisé dans le domaine civil par les géomètres et les topographes qui se servent de récepteurs satellites compatibles avec les signaux GPS et les signaux GLONASS. Les récepteurs Leica SmartRover par exemple, ont cette particularité qui leurs permettent d'être aujourd'hui les systèmes de positionnement et de mesure les plus complets au monde. Le système d'overlay EGNOS utilise conjointement les signaux GPS et GLONASS. Toutefois, GLONASS utilise le système géodésique russe PZ-90 qui est sensiblement différent du système WGS 84 utilisé par le GPS américain et comme les paramètres de transformation entre ces deux systèmes géodésiques ne sont pas connus précisément, il convient de faire attention aux systèmes auxquels on se réfère.

Depuis quelques années, la Fédération de Russie a renforcé la couverture de la Tchétchénie pour le support des opérations militaires s'y déroulant, dégradant de fait la couverture d'autres parties du monde. Aujourd'hui, le gouvernement russe, sous la présidence de Vladimir Poutine accélère l'évolution du projet. L'agence spatiale russe a annoncé le lancement de 8 nouveaux satellites avant la fin de l'année 2007, ce qui portera le nombre de satellites en état de marche à 18. D'ici 2009, ce sont 24 satellites qui fonctionneront et seront en position, achevant la phase de déploiement du dispositif. Alors ce système sera disponible pour un usage essentiellement civil et pourra concurrencer le système GPS américain et se placer en alternative aux efforts européen et chinois en cours de réalisation. L'armée américaine ayant le contrôle sur le système GPS, il lui est possible de désactiver le signal selon ses besoins. Or le système de navigation par satellite peut également servir de guidage pour les missiles balistiques et les équipements militaires. Avec son propre dispositif en place, la Russie pourra gérer son armement militaire sans contrainte.

Vladimir Poutine a suivi de près l'avancement du projet GLONASS et demandé à ce que le système soit opérationnel d'ici 2008. « *Notre réseau doit être optimal, meilleur que le GPS et moins cher si nous voulons lui trouver des clients* » a-t-il déclaré à l'agence Interfax au mois de mars 2007 [1-56].

1.1.3. GALILEO

Références générales: [1-15], [1-57] à [1-60]

Le succès scientifique et opérationnel du GPS est universel, mais la tutelle du gouvernement des Etats-Unis rend le monde entier dépendant d'un seul état. Or la nécessité d'utiliser les satellites pour les opérations de positionnement et de navigation est un phénomène désormais irréversible. Pour échapper à cette dépendance les instances internationales ainsi que certains états évoquent l'idée d'un ou plusieurs GNSS. Le projet européen Galileo va permettre l'affranchissement de l'Europe à la dépendance vis-à-vis du système américain GPS, comme les russes avec leur système GLONASS.

1.1.3.a. Historique

Le projet européen Galileo est jeune, c'est en mai 1999 que l'Europe vote sa mise en place. De 2000 à 2005, c'est la phase de test et de validation du projet. Le système sera sous contrôle strictement civil, contrairement aux autres systèmes existants qui sont eux, sous contrôle militaire. Les deux responsables du projet sont l'Union Européenne (représentée par les États membres et la commission européenne) et l'Agence Spatiale Européenne (ESA) qui finance de part égale la partie publique du programme, le reste du financement étant privé. Pour la mise en place de ce système, une entreprise commune, **European Satellite Navigation Industries** (ESNIS), anciennement **Galileo Industries** (GAIN), a été créée en juillet 2003. Son siège est à Bruxelles en Belgique. Le 27 juin 2005, **Galileo Joint Undertaking** (GJU) a décidé d'accorder la concession, qui sera valable jusqu'en 2026, aux deux consortiums qui avaient présenté leur offre conjointe et qui finance aux deux tiers le programme Galileo:

- iNavSat : composé de EADS (Europe), Thales (France) et Inmarsat (Royaume-Uni)
- Eurely : composé de Alcatel (France), Finmeccanica (Italie), AENA (Espagne) et Hispasat (Espagne)

Le coût estimé du programme est de 3,4 milliards d'euros. Les frais d'exploitation annuels sont estimés à 220 millions d'euros. La décision du GJU repose sur le fait que la mutualisation des efforts et des moyens permettra la mise en place de Galileo plus rapidement et de manière plus sûre. Les recettes commerciales devraient également être 20% plus importantes que s'il n'y avait eu qu'un seul consortium choisi. Le siège est installé à Toulouse.

Le 28 décembre 2005, l'ESA et le GJU ont placé sur l'orbite prévue, à 23 000 km d'altitude, le premier des deux satellites expérimentaux nommé GIOVE-A, depuis une fusée russe Soyouz lancée du Cosmodrome de Baïkonour au Kazakhstan. Ce satellite se présente sous la forme d'un cube de 602 kg et est fabriqué par la société britannique SSTL. Pendant deux ans, il servira à valider un certain nombre de technologies, dont certaines nouvelles, comme l'horloge atomique la plus exacte jamais envoyée dans l'espace. Il va en outre permettre de réserver les fréquences attribuées par l'Union internationale des télécommunications car en cas d'inutilisation de ces fréquences, elles seraient à nouveau libres.

Le lancement du second satellite expérimental appelé GIOVE-B, initialement prévu pour septembre 2006, a été reporté et devrait finalement être lancé fin 2007 ou début 2008. Un autre satellite appelé GIOVE-A2 est programmé pour être lancé au second semestre 2008 pour le cas où GIOVE-B ne serait pas lancé à cause de problèmes techniques. Ce satellite aidera à maintenir la réservation des fréquences par l'Union internationale des télécommunications pour 27 mois supplémentaires. Après 2010 au plus tôt, quatre satellites servant à valider les performances en vol (phase IOV pour **In Orbit Validation**), devraient être opérationnels. Le lancement et le déploiement des 26 satellites restants (phase FOC pour **Full Operational Capability**) sont prévus pour s'étaler de 2008 à 2010 ou plus tard. Galileo diffusera 10 signaux:

- 6 pour les services gratuits,
- 2 pour le service commercial,
- 2 pour le service public réglementé.

1.1.3.b. Description du système

Le programme sera composé de quatre parties (aussi appelées « segments ») :

➤ Le segment spatial :

La constellation Galileo sera, comme la constellation GPS, de type Walker. Elle sera constituée de 30 satellites placées, comme le GPS sur des orbites circulaires inclinées. Leur altitude sera de 23 222 Km et l'inclinaison des orbites de 56° sur l'équateur. Contrairement aux satellites GPS répartis sur 6 orbites, les satellites GALILEO seront sur 3 plans orbitaux. 9 satellites seront régulièrement répartis sur chaque plan, plus un en réserve pour pallier aux satellites défectueux.

Chaque satellite pèse 700 kg et contient notamment:

- Plusieurs horloges atomiques,
- Des panneaux solaires fournissant une puissance maximale de 1500 watts,
- Un émetteur et un récepteur radio.

➤ Le segment de contrôle :

Un réseau de stations terrestres assurera le contrôle du segment spatial. Son cœur sera composé de 2 centres de contrôle situés Europe. Chaque centre gèrera des fonctions de contrôle via le **Ground Control Segment (GCS)** et assurera des fonctions de « mission » via le **Ground Mission Control (GMS)**. Le GCS traitera la maintenance de la constellation et des satellites alors que le GMS assurera le contrôle du système de navigation. Pour le GCS, un réseau de 5 stations permettra de communiquer avec chacun des satellites. Pour le GMS, un réseau de 30 stations (**Galileo Sensor Stations – GSS**) sera chargé d'enregistrer en continu les signaux de navigation. Le GMS communiquera avec les satellites Galileo via des stations de lien montant installées sur 5 sites. Le GMS utilisera ce réseau de stations pour différentes tâches telles que la détermination.

➤ Le segment de test des utilisateurs :

Ce segment est destiné à valider en environnement réel les performances des récepteurs du commerce (ou plus exactement leurs prototypes).

1.1.3.c. Les secteurs d'applications

Les secteurs d'applications sont nombreux. Ils touchent aussi bien le secteur civil (marine marchande, aviation, véhicule particulier, etc...) que militaire (positionnement des troupes et des unités mécanisées, des missiles ou des avions). Ce dernier secteur est toutefois sujet à discussions. À plusieurs reprises il a été dit que Galileo est un programme civil sous contrôle civil. Cependant à partir du moment où le signal PRS est utilisé par les pompiers ou la police, rien n'empêcherait l'armée d'en faire de même. En plus du positionnement, comme les satellites disposent chacun d'une horloge atomique ultra-précise, Galileo peut servir de base temporelle. Le service commercial permet également d'envoyer des messages d'informations à grande échelle.

5 services sont prévus:

- Le service ouvert : c'est le service qui correspond à l'utilisation civile du GPS actuel. Le service ouvert fonctionne sur deux bandes de fréquence : 1164-1214 MHz et 1563-1591 MHz. Un récepteur qui utilise les deux bandes de fréquence peut obtenir une précision horizontale de moins de 4 m et une précision verticale de moins de 8 m. Si le récepteur n'utilise qu'une des deux fréquences, il aura une précision horizontale de moins de 5 m et une précision verticale de moins de 35 m. Ce qui est comparable aux performances du GPS actuel. Pour ce service, aucune information d'intégrité n'est assurée. C'est ce service qui sera principalement utilisé par les particuliers.
- Le service commercial : en échange d'une redevance versée à l'opérateur Galileo, il offrira de nombreux services à valeur ajoutée (garantie du service, intégrité et continuité du signal, meilleure précision de la datation et des données de positionnement ou encore la diffusion d'informations cryptées à l'aide de deux signaux supplémentaires). Ce service utilise les deux bandes de fréquence du service ouvert, ainsi qu'une bande de fréquence supplémentaire de 1260 à 1300 MHz. Ce qui permet une précision inférieure à 1 m. Les signaux du service commercial peuvent également être complétés par des signaux provenant de stations terrestres pour atteindre une précision inférieure à 10 cm. C'est principalement les abonnements à ce service qui assureront le financement de Galileo.
- Le service de sûreté de la vie (ou SOL pour **S**afety **O**f **L**ife service) : il délivrera un service sécurisé, intègre et certifiable, en vue des applications critiques sur le plan de la sécurité de la vie telles que le transport aérien, maritime et terrestre.
- Le service public réglementé (ou PRS pour **P**ublic **R**egulated **S**ervice) : s'adressera en priorité aux utilisateurs remplissant une mission de service public, très dépendants de la précision, de la qualité du signal et de la fiabilité de sa transmission (services d'urgence, transport de matières dangereuses, etc...). Comme ce service doit être disponible en tout temps, il utilise deux signaux à part et dispose de plusieurs systèmes prévenant un brouillage ou un leurrage du signal. Il sera également chiffré et disponible sur des récepteurs spécifiques.
- Le service de recherche et secours (ou SAR pour **S**earch **A**nd **R**escue service) : il permettra de localiser l'ensemble du parc des balises Cospas-Sarsat 406 MHz et de renvoyer un message d'acquittement vers les balises en détresse. La réglementation et la définition des fonctions est sous la charge de l'Organisation Maritime Internationale (OMI) et de l'Organisation de l'Aviation Civile Internationale (OACI).

Selon les estimations, le programme devrait créer environ 140 000 emplois.

1.1.3.d. Coopérations

Les Etats-Unis ont dès le début du projet tenté de faire annuler le projet Galileo. Et cela pour différentes raisons plus ou moins avouées :

- Empêcher que des pays ou des organisations ennemis puissent utiliser Galileo (en effet, les systèmes de positionnement par satellite permettent de guider précisément les missiles jusqu'à leur cible).
- Empêcher l'indépendance de l'Europe dans un secteur stratégique.
- Éviter des éventuels problèmes d'interférence avec leur système GPS.

Ils ont finalement accepté Galileo et vont même y participer. C'est ainsi qu'en marge du sommet États-Unis et Union Européenne, qui s'est déroulé en Irlande, un accord final permettant l'interopérabilité technique de Galileo avec le GPS a été signé le 26 juin 2004. Cela permettra de pouvoir utiliser les systèmes Galileo et GPS avec un même récepteur. De plus, si l'un des systèmes venait à avoir des défaillances, le second prendrait le relais de façon totalement transparente. L'utilisation conjointe des deux systèmes et du système EGNOS⁹ permet d'améliorer la précision du positionnement sur l'ensemble de la planète. Cet accord du 26 juin 2004 est en grande partie confidentiel mais pour l'essentiel, il peut être dit que l'accord conclu prévoit la possibilité de discriminer, en cas de crise, les signaux militaires américains « M code » des signaux civils du GPS américain. Réciproquement, l'accord permet aussi de maintenir en opération les signaux PRS (dédiés aux services publics) européens quand il sera nécessaire d'interdire, pour des raisons de sécurité, l'accès aux signaux ouverts. De nombreux autres pays sont intéressés pour participer à Galileo, à des niveaux de coopération plus ou moins importants. Actuellement (septembre 2005), 4 pays ont signé des accords de participation à Galileo :

- Chine, qui s'est engagée à financer Galileo pour 200 millions d'euros.
- Inde, signé le 7 septembre 2005 à New Delhi.
- Israël, qui participera techniquement et financièrement via un intéressement à l'entreprise commune GJU.
- Maroc, qui a rejoint le programme le 8 novembre 2005.
- Ukraine.

D'autres discussions sont en cours avec les pays suivants : Argentine, Australie, Brésil, Canada, Chili, Corée du sud, Malaisie, Mexique, Norvège.

⁹ Système diffusant par des satellites géostationnaires des données de correction du GPS américain à partir d'un réseau de surveillance au sol.

1.2. Les systèmes de radio numérique

Références générales: [1-61] et [1-62]

Bien qu'apparue au XIX^{ème} siècle, la radio aura surtout marqué l'histoire du XX^{ème} siècle. Elle est devenue au fil du temps un formidable outil de communication. On peut se remémorer l'appel à la résistance française du général de Gaulle lancé sur les ondes de la BBC le 18 juin 1940 à Londres. Aujourd'hui la radio est principalement divisée en deux parties AM (Amplitude Modulation) et FM (Frequency Modulation). L'AM est la variation en amplitude d'un signal électrique haute fréquence HF modulé par un signal électrique basse fréquence BF. Elle se traduit par l'adjonction à la fréquence HF de deux bandes latérales (supérieure et inférieure) qui transportent le signal audio. Sa mise en oeuvre est facile mais elle est très sensible aux parasites. De plus, l'étroitesse de sa bande passante compte tenu des fréquences porteuses, ne permet pas de transmettre beaucoup d'informations de qualité. La FM est la variation en fréquence d'un signal électrique. Elle est diffusée sur des fréquences plus hautes et présente des bandes plus larges entraînant par conséquent une diffusion d'informations de meilleure qualité. La radio est l'un des rares services utilisant principalement des techniques analogiques. Pourtant depuis l'introduction de la FM, la radio numérique progresse inévitablement. Son essor est cependant moins rapide que la plupart des systèmes électroniques tels que le téléphone portable, la télévision, le système GPS qui se développent à une vitesse fulgurante. Ce nouveau service fournit une qualité audio ultra performante. De plus, si on parle de radio numérique par satellite, celle-ci couvre une large région géographique et concurrence efficacement les systèmes audio existants. Plusieurs normes de numérisation des réseaux existent et chaque système possède ses propres caractéristiques.

1.2.1. Les systèmes de radio numérique terrestres

1.2.1.a. Du DAB au T-DAB

Le DAB (Digital Audio Broadcasting) est un système de radiodiffusion numérique standardisé, développé par le projet européen Eureka 147, regroupant des diffuseurs, constructeurs, centres de recherche et opérateurs. Imaginé il y a plus de 10 ans par les européens, mais faute de moyen à l'époque, ce projet avait été abandonné. Le système est prévu pour fonctionner dans les bandes de fréquences VHF (ondes ultra-courtes) et plus haut dans les bandes SHF. Il est donc prévu pour une diffusion à l'échelle locale, régionale ou nationale. Il garantit une qualité sonore optimale identique à celle du disque compact (CD). La radiodiffusion traditionnelle (analogique) est souvent perturbée par des bruits parasites, dus à des interférences électriques, la présence de bâtiments et d'accidents du terrain gênant la propagation des ondes radios [1-63]. Le DAB utilise la compression MPEG (Moving Pictures Experts Group) qui divise par 10 le volume de données [1-64], ce qui permet de regrouper plusieurs programmes sonores en un seul et même signal numérique grâce au processus de modulation OFDM¹⁰ (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Celui-ci est une modulation par multi-porteuse. Son principe est de diviser le canal principal en sous-canaux de fréquence plus faible. Chacun de ces sous-canaux est modulé par une fréquence différente, l'espacement entre chaque fréquence restant constant. Ces fréquences constituent une base orthogonale : le spectre du signal OFDM présente une occupation optimale de la bande allouée. C'est lors de cette étape que les informations textuelles et graphiques accompagnant les programmes DAB, sont ajoutées au flux sonore.

¹⁰ Multiplexage par répartition de fréquence sur des porteuses orthogonales

Aujourd'hui, les travaux de recherche sont orientés vers la radiodiffusion terrestre (T-DAB). Son développement reste difficile du fait des coûts très élevés des récepteurs et de la mise en place de l'infrastructure nécessaire à son utilisation. Ainsi quelques rares grandes villes européennes (Londres, Paris, Lyon, Marseille...) sont équipés pour la radio numérique terrestre. En France, c'est la bande L (1452-1492 MHz) avec un débit d'environ 200 kbps qui est exploitée.

1.2.1.b. Le T-DMB

Le T-DMB (**T**errestrial **D**igital **M**ultimedia **B**roadcasting) qui fait partie de la DMB est un système de radiodiffusion numérique terrestre basé sur le DAB. Il utilise la modulation DQPSK ou $\pi/4$ -DQPSK (**D**ifferential **Q**uaternary **P**hase **S**hift **K**eying) où seules les rotations de phase de $\pm 45^\circ$ et $\pm 135^\circ$ sont autorisées, ce qui permet d'exclure l'extinction totale de la porteuse. L'information est transmise non pas par la phase absolue de la porteuse mais par sa différence par rapport à la phase précédente. Ce mode de diffusion très robuste permet la réception de la radio numérique mais également de programmes télévisés sur des appareils de petites dimensions tels que des téléphones mobiles ou des PDA. Le format vidéo utilisé est le MPEG-4 encapsulé dans un flux MPEG-2 TS. La Corée du sud avec plus d'un million d'utilisateurs, ainsi que la Chine et l'Inde ont choisi ce mode de diffusion. En France, après le succès de la TNT, la radio se devait elle aussi de rentrer dans l'ère du numérique : le 13 mars 2007, le ministre délégué à l'industrie, François Loos a indiqué son choix sur le T-DMB. Les premières diffusions numériques pourraient commencer début 2008 [1-65].

1.2.1.c. Le DRM

Les ondes courtes passent aussi en numérique grâce au DRM (**D**igital **R**adio **M**ondial) qui est un système qui permet de diffuser un signal numérique pour des fréquences inférieures à 30 MHz. Le DRM est un système numérique universel. Il a la particularité d'utiliser les fréquences et les bandes de fréquence AM existantes. C'est un système « non propriétaire » en ce sens qu'il n'a pas été développé par tel ou tel industriel en particulier, mais grâce aux efforts conjugués de tous les membres du consortium. La qualité du son DRM est proche de la qualité FM. Cette amélioration par rapport à l'analogique est immédiatement perceptible. En outre, le système DRM peut simultanément diffuser des données et du texte et ainsi servir une nouvelle gamme de contenu audio. Ce contenu additionnel peut être visualisé sur les récepteurs DRM pour appuyer ou mettre en valeur le message sonore. Les applications DRM concernent les récepteurs radios fixes et portables, les autoradios, les récepteurs logiciels et les PDAs. Les problèmes d'évanouissement du signal (*fading* ou variation périodique de l'intensité dus à des réflexions sur les montagnes, bâtiments) sont notamment considérablement atténués grâce au mode de propagation en diffusion COFDM (**C**oded **O**rthogonal **F**requency **D**ivision **M**ultiplex), comme pour le DAB ou le DVB-T pour la Télévision Numérique Terrestre (TNT). Le COFDM consiste à répartir l'information sur un grand nombre de porteuses distinctes et orthogonales modulées individuellement. Il utilise un correcteur d'erreur associé à un entrelacement entre fréquences. En ce qui concerne le signal, il faut réussir à rentrer un signal de qualité dans le petit tuyau qu'utilise la modulation d'amplitude puisque le spectre utilisable en AM est étroit (9 ou 10 KHz). Il faut donc compresser le signal. La norme de compression MPEG-4 retenue pour la partie audio permet d'obtenir une excellente qualité sonore, même avec les faibles débits envisagés (inférieurs à 35 kbps), et ce pour tous les usages. Le signal est ensuite diffusé sur un émetteur grâce au codage du canal (modulation COFDM) [1-66].

1.2.2. Les systèmes de radio numérique par satellite

La radio satellite se développe dans plusieurs régions du monde avec succès, notamment aux États-Unis, en Corée du sud et au Japon. Ce mode de diffusion permet une large couverture de zones géographiques, une réception du son de meilleur qualité même en situation de mobilité et la possibilité de diffuser du contenu multimédia, sans oublier un enrichissement d'offre des programmes.

1.2.2.a. Le système WorldSpace

Références générales: [1-67] et [1-69]

Le système Worldspace est le premier système de radiodiffusion numérique par satellite à couverture mondiale, principalement vers les régions émergentes du Moyen-Orient, d'Afrique, du bassin méditerranéen, d'Asie, des Caraïbes et d'Amérique latine. Ces zones sont couvertes par trois satellites géostationnaires nommés AmeriStar, AfriStar et AsiaStar (**Fig. 1.24**), les deux derniers étant opérationnels.

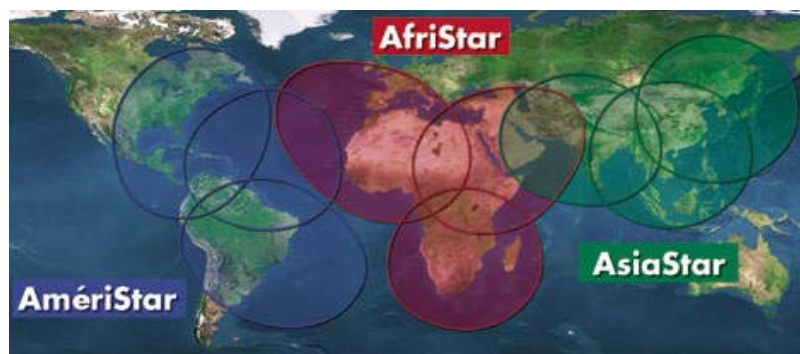


Figure 1.24: Couverture de Worldspace

Ils sont commandés par des stations au sol situées à Washington (AmeriStar), en Australie (AsiaStar) et à Trinité-et-Tobago (AfriStar). La technologie de diffusion audionumérique développée pour Worldspace est différente de la norme Eurêka 147 développée en Europe. Elle repose sur l'utilisation de la technique de compression définie par la norme internationale ISO MPEG II couche 3. Les satellites fonctionnent dans la bande de fréquence L¹¹ entre 1452 et 1492 MHz. Ainsi Worldspace est capable de fournir des dizaines de canaux audio de haute qualité, ainsi que des services auxiliaires, à des récepteurs portables.

1.2.2.b. Les systèmes SDARS américains

Références générales: [1-71] à [1-75]

En Avril 1997 la commission fédérale des communications américaines FCC (Federal Communications Commission) donne son accord pour l'exploitation de système de radiodiffusion numérique par satellite.

¹¹ Attribuée au service de radiodiffusion sonore numérique par satellite lors de la CAMR 92.



Figure 1.25: Radio automobile par satellite

Le plus populaire de ces services de radio dans les automobiles aux États-Unis est le SDARS (Satellite Digital Audio Radio Service) (**Fig. 1.25**), opéré par XM radio et Sirius. Ces deux opérateurs proposent un service fonctionnant dans la bande S autour de 2,3GHz, de 2320 à 2345 MHz avec une bande passante de 12,5 MHz chacun (**Fig. 1.26**). Dans les lieux où le signal est bloqué par des obstacles, comme les villes avec ses hauts immeubles ou dans des garages souterrains, des répéteurs terrestres ont été mis en place pour assurer la continuité du signal.

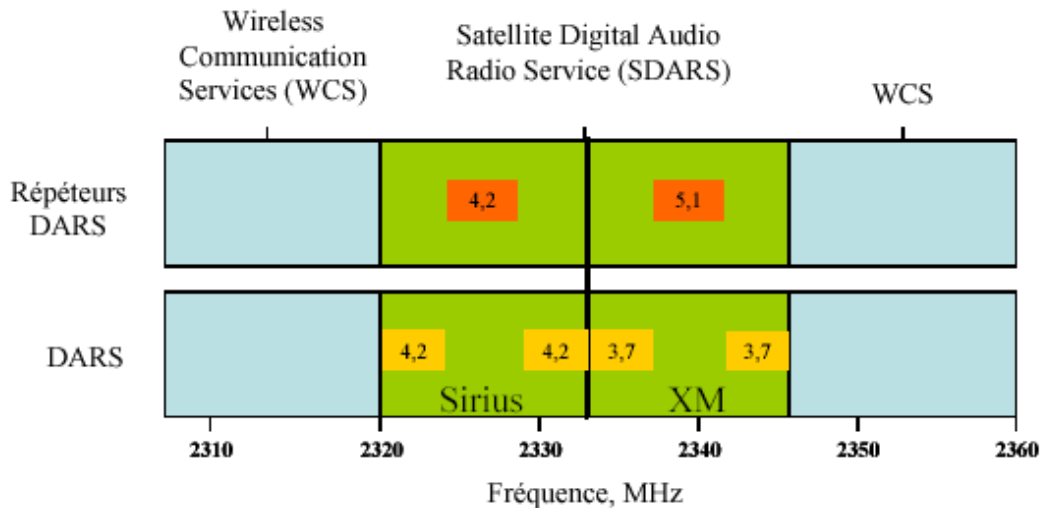


Figure 1.26: Bandes de fréquence allouées aux systèmes SDARS [1-69]

➤ Le système XM Radio

Depuis janvier 2001 le premier système de diffusion de radio numérique par satellite : le programme XM Radio (**Fig. 1.27**) (anciennement AMRC : American **M**obile **R**adio **C**orporation) avec son budget de 89,9 millions de dollars pour son déploiement, a été lancé à destination du continent nord américain.



Figure 1.27: Principe de fonctionnement de XM radio

Ses deux satellites nommés "Rock" et "Roll" sont construits par Boeing (ex-Hughes) avec une charge utile fournie par Alcatel Space Industries. Ils sont placés en orbite géostationnaire (l'un à une longitude 85° ouest et l'autre à 115° ouest) donc à 30 degrés d'écart pour compenser le relatif faible gain de l'antenne de réception et améliorer la réception en zone urbaine. Les puissances embarquées sont de 18 KW pour alimenter deux canaux actifs en bande S de 16 amplificateurs à tubes à ondes

progressives (ATOP) de 228 W en parallèle.

Ce système XM est soumis à plusieurs contraintes : la mobilité des véhicules et des satellites ainsi que l'angle d'élévation de ces derniers, sans oublier les interférences dues aux obstacles. Pour corriger ces problèmes XM a mis en place différentes techniques de diversité (spatiale, temporelle).

- La diversité spatiale est effectuée par la présence de deux satellites. En effet, ils envoient le même signal à un même récepteur. Dans un lieu ne présentant aucun obstacle, le récepteur pourra recevoir ces deux signaux sans problème. Cependant si le lieu présente des obstacles tels que des arbres, hauts immeubles, montagnes etc... alors un des deux signal sera momentanément bloqué mais le récepteur pourra encore recevoir l'autre signal.
- La diversité temporelle est mise en place en introduisant un retard entre les signaux diffusés par les deux satellites et également entre ceux des satellites et des répéteurs terrestres. Elle permet ainsi au récepteur de compenser une disparition simultanée des deux signaux. En effet, en cas de blocage, les signaux vont être affectés à deux instants différents permettant au récepteur de combiner les deux diffusions pour assurer une réception sans discontinuité.

La bande de fréquence XM est comprise entre 2332,5 et 2345 MHz pour une grande couverture du territoire américain (**Fig. 1.28**). XM Satellite Radio est le premier avec plus de 6 millions d'abonnés à la fin de l'année 2005. Son principe est axé sur la liberté laissée à l'utilisateur de ne pas subir de publicité au milieu d'un programme, et aussi de pouvoir écouter l'émission de son choix où il veut et quand il veut. XM propose actuellement 160 chaînes de sports, musique, actualités et divertissement. Les canadiens ont adopté ce système de radiodiffusion : au Canada le nombre d'abonnés à la radio satellite de XM Canada a grimpé à 237 500 au premier trimestre 2007 et l'opérateur a annoncé qu'il accroîtra son offre jusqu'à 120 canaux de manière à proposer ainsi le plus grand nombre de canaux, le plus de choix et la plus grande variété au Canada [1-75]

➤ Sirius Radio

Avant que les satellites XM Radio n'arrivent en orbite, le principal concurrent Sirius Radio Satellite (anciennement CD Radio), avec son budget de 83,3 millions de dollars (un peu moins que XM Radio), a lancé 3 satellites réalisés par Space Systems/Loral. Ils sont placés sur une orbite géosynchrone inclinée et elliptique (**Fig. 1.29**) (24500 x 47000 km inclinée de 63 degrés). Cette orbite, parcourant un 8 en projection au sol, permet d'améliorer la couverture sur les zones montagneuses et urbaines (hauts immeubles) en augmentant l'élévation (60 à 90 degrés) des satellites au-dessus de l'horizon vu des États-Unis. La charge utile sera construite par Alenia Aerospazio qui a démontré sa capacité à embarquer un système de multiplexage complexe du type Skyplex utilisé depuis 1998 sur les satellites de diffusion directe Hotbird de l'organisation Eutelsat.

Sirius Radio propose une bande de fréquence comprise entre 2320 et 2332,5 MHz. Son principe de fonctionnement est le même que celui de XM Radio. Il propose 125 chaînes de sports, musique, actualités et divertissement. Cependant, le 20 février 2007, les radios par satellite américaines Sirius et XM ont annoncé avoir conclu un accord de fusion pour donner naissance à une société détenue à parts égales par leurs actionnaires et d'une valeur combinée estimée à 13 milliards de dollars [1-75].



Figure 1.28: Couverture XM

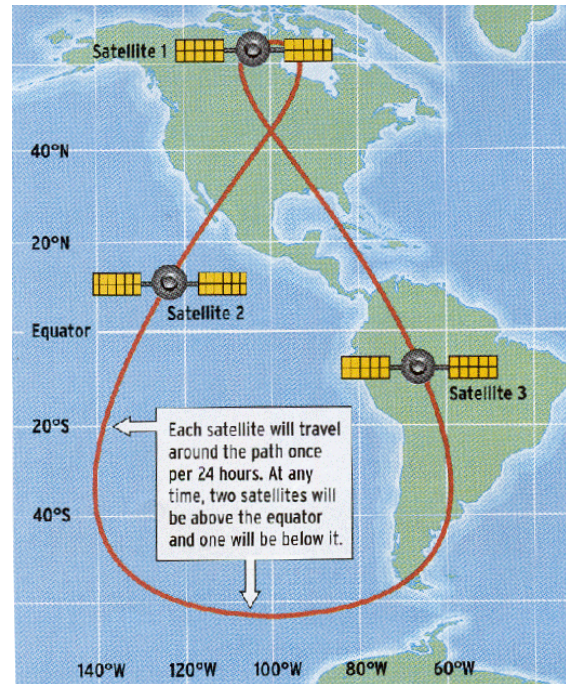


Figure 9: Couverture de Sirius Radio

2. Les systèmes de télécommunications mobiles terrestres

Références générales: [1-15], [1-76] et [1-78]

Cette partie ne faisant pas vraiment partie du sujet de cette thèse, excepté les technologies sans fils complémentaires aux réseaux mobiles, elle sera plutôt exhaustive et succincte.

2.1. La première génération (1G)

Née en 1980, la 1G est la technologie cellulaire avec un fonctionnement analogique. Elle est principalement implémentée pour les technologies NMT, AMPS, TACS et R2000 qui ne sont pas compatibles entre elles. Les appareils étaient souvent volumineux. Cependant, les réseaux cellulaires de première génération ont été rendus obsolètes avec l'apparition d'une seconde génération entièrement numérique.

2.1.1. NMT

La technologie NMT (**Nordic Mobile Telephone**) était utilisée en Scandinavie, au Moyen-Orient et en Russie. Elle possède deux fréquences de travail autour de 400 MHz et autour de 900 MHz. Son débit est de 1200 Mbps¹².

2.1.2. AMPS

La technologie AMPS (**American Mobile Phone System**) est apparue en 1976 aux États-Unis et constitue le premier standard de réseau cellulaire. Elle possède deux bandes de fréquence 824-849 MHz et 869-894 MHz. Elle est principalement utilisée Outre-Atlantique, en Russie et en Asie. Elle possédait de faibles mécanismes de sécurité facilitant le piratage des lignes téléphoniques.

2.1.3. TACS

La technologie TACS (**Total Access Communication System**) est la version européenne d'AMPS. Sa fréquence de fonctionnement se trouve aux alentours de 850 MHz. Elle est principalement utilisée en Angleterre puis en Asie (Hong-Kong et Japon). Il existe également une version améliorée appelée ETACS (**Extended Total Access Communication System**) développée au Royaume-Uni utilisant un nombre plus important de canaux de communication.

2.1.4. R2000

La technologie R2000 (**Radiocom 2000**) est la version d'AMPS en France. Sa fréquence de fonctionnement se trouve aux alentours de 850 MHz.

¹² bps = bit par seconde

2.2. La deuxième génération (2G)

Née dans les années 1990, la 2G se distingue de la 1G, par le passage de l'analogique vers le numérique. Grâce aux réseaux 2G, il est possible de transmettre de nouvelles données numériques, de faible volume comme par exemple des messages textes ou « textos » (SMS : **Short Message Service**), ou des messages multimédias (MMS : **Multimedia Message Service**).

2.2.1. Le GSM

La norme GSM (**G**lobal **S**ystem for **M**obile communications) est le standard 2G le plus utilisé en Europe à la fin du XX^{ème} siècle supporté aussi aux États-Unis. Elle fut établie en 1982 par le CEPT (**C**onférence des administrations **E**uropéennes des **P**ostes et **T**élécommunications) et a été mise au point par l'ETSI. Elle utilise deux bandes de fréquence, l'une pour la voie montante et l'autre pour la voie descendante. Chacune de ces bandes comportent 124 canaux de 200 KHz chacun. Elle utilise une modulation GMSK (**G**aussian **M**inimum**S**hift **K**eying) qui permet d'éviter les chevauchements entre les porteuses. Chacune d'elle comporte huit time slots (TDMA¹³ - **T**ime **D**ivision **M**ultiple **A**ccess). Les données sont transmis en mode circuit. Sur la voie radio un circuit est un intervalle de temps dans une trame de données, alloué par le réseau. Le débit utile est de 24,7 Kbps. La norme GSM permet un débit maximal de 9,6 Kbps. Elle utilise des bandes de fréquence différentes en fonction du lieu où se trouve l'utilisateur.

➤ GSM 900 et GSM 1800

Cette norme est utilisée en Europe, Asie et en Afrique et fonctionne dans deux bandes de fréquence distinctes, celle des 900 MHz et des 1800 MHz qui celle-ci est aussi appelé DCS (**D**igital **C**ommunication **S**ystem). Le GSM 900 utilise la bande 890-915 MHz pour l'envoi des données et la bande 935-960 MHz pour la réception des informations et le GSM 1800 utilise la bande 1700-1785 MHz pour l'émission et la bande 1805-1880 MHz pour la réception.

➤ GSM 1900

Appelée aussi (PCS : **P**ersonal **C**ommunication **S**ervice), cette norme est principalement utilisée en Amérique du Nord. Ainsi on appelle tribande, les téléphones portables pouvant fonctionner en Europe et en Amérique du Nord.

2.2.2. Le CDMAOne

Le CDMAOne est basé sur le CDMA (**C**ode **D**ivision **M**ultiple **A**ccess) qui est un système de codage qui utilise une technique d'étalement de spectre permettant de diffuser un signal radio sur une grande gamme de fréquence. Il est utilisé en téléphonie mobile particulièrement aux États-Unis pour les télécommunications spatiales.

13 Mode de multiplexage permettant de transmettre plusieurs signaux sur un seul canal, utilisant une technique de découpage temporel des canaux de communication

2.3. Entre la 2G et la 2,5G

2.3.1. Le WAP

Le WAP (**Wireless Application Protocol**) est un protocole de communication dont le but est de permettre l'accès à internet à l'aide d'un terminal mobile.

2.3.2. L'HSCSD

HSCSD signifie (**H**igh **S**peed **C**ircuit **S**witched **D**ata). Il se base sur la norme TDMA qui divise le temps en plusieurs périodes (slots). En GSM, un terminal mobile peut émettre ou recevoir des données lors du premier slot du canal et doit attendre sept slots pour pouvoir à nouveau échanger des données. HSCSD permet d'utiliser plusieurs slots à la suite du même canal. Ainsi, le débit devient plus élevé facilitant les applications qui nécessitent des transferts de données. Cependant, les terminaux mobiles deviennent plus compliqués et les interfaces radio sont modifiées. Le débit maximal est de 56 Kbps.

2.4. La 2,5G

2.4.1. Le GPRS

Des extensions de la norme GSM ont été mises au point afin d'améliorer le débit. Par conséquent le standard GPRS (**G**eneral **P**acket **R**adio **S**ystem) est né et permet d'envoyer et de recevoir des données avec un plus haut débit. Il ajoute par rapport au GSM une transmission par paquets. Cette méthode a l'avantage d'allouer des ressources lorsque des données sont échangées, contrairement au mode de transmission par circuits du GSM où un circuit est établi et les ressources associées pour toute la durée de communication. Le débit théorique du GPRS est de 114 Kbps mais son débit réel est d'environ 40 Kbps. Sa bande passante est comprise entre les fréquences 1850 et 1990 MHz. Cette technologie se trouvant à mi-chemin du GSM (2G) et de l'UMTS (3G : troisième génération), elle a été baptisée la 2,5G. Il permet le transfert de voix **ou** de données numériques de faibles volumes.

2.4.2. L'I-Mode

L'I-mode est l'appellation commerciale d'un ensemble de services et protocoles permettant de connecter des téléphones portables sur internet. Sa marque a été déposée par NTT DoCoMo et a été inventée par Mari Matsunaga. Il a été conçu suite à la constatation d'échec du WAP première génération. C'est un concurrent du WAP, même si l'I-Mode peut accéder à son contenu. Il utilise un langage qui est une version modifiée du HTML appelé, i-HTML. Il a été lancé le 14 février 1999 au Japon et est apparu en France le 15 novembre 2002 après la signature d'un partenariat avec Bouygues Télécoms le 16 avril 2002. Ces deux fonctions principales sont la consultation de services gratuits ou payants tels que l'annuaire téléphonique, actualités, jeux etc... et la messagerie électronique.

2.5. La 2,75G : EDGE

Avec la norme EDGE (**E**nhanced **D**ata **R**ates for **G**lobal **E**volution), il est désormais possible de transférer la voix et des données numériques en même temps grâce à son débit proposé qui est le quadruple de celui du GPRS en annonçant un débit de 384 Kbps. En réalité l'EDGE permet d'atteindre des débits maximaux théoriques de 473 Kbps, mais elle est limitée afin de se conformer aux spécifications IMT-2000 (**I**nternational **M**obile **T**elecommunications 2000) de l'ITU (**I**nternational **T**elecommunications **U**nion). Elle est un bon compromis par rapport à l'UMTS qui propose des services de troisième génération mais à des prix trop élevés. En France, l'opérateur Bouygues Telecoms privilégie cette norme pour développer ses services I-Mode et Orange de France Telecom propose la norme EDGE à ses utilisateurs comme un complément à son réseau UMTS pour les villes à très faible densité de population. Aussi l'opérateur SFR devrait entamer une mise à jour de son réseau GPRS vers EDGE.

2.6. La troisième génération (3G)

La 3G est la norme en technologie de téléphonie mobile qui a commencé à se développer réellement et à être commercialisée en France depuis novembre 2004. Elle est cependant accessible au grand public dans certains pays d'Europe comme la Norvège, Autriche depuis 2002. Les premiers nouveaux services proposés sont la visiophonie et la possibilité de recevoir et d'échanger des signaux audiovisuels grâce à des débits bien plus élevés (2 Mbps prévus à maturité du réseau) que la génération GSM.

2.6.1. Le CDMA 2000

Le CDMA 2000 est une évolution 3G du CDMAOne. Il a été déployé au début des années 2000 en Corée du Sud. Aujourd'hui, il est très majoritaire aux États-Unis. Il permet des débits allant jusqu'à 2 Mbps. Son interface radio est basée sur le CDMA développé par l'armée américaine. C'est un système de répartition par circuit. Le passage de la 2G vers la 3G a été plus simple du CDMA au CDMA 2000 que du GSM à l'UMTS sur le plan technique. A la fin 2004, le CDMA 2000 dominait le marché en terme de nombres de clients (145 millions d'utilisateurs) grâce à ses 107 opérateurs dans 57 pays.

2.6.2. L'UMTS

L'UMTS (**U**niversal **M**obile **T**elecommunications **S**ystem) est l'une des technologies 3G européenne, notamment pour la France. Elle est basée sur le W-CDMA (**W**ideband-**C**DMA) qui est un système de répartition en mode paquet avec un élargissement du spectre. Elle succède au GSM vers 2002 malgré un déploiement prévu initialement au début du siècle mais freiné en raison de son coût très élevé et de la mauvaise conjoncture économique du monde des télécommunications. Les fréquences allouées pour l'UMTS sont 1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz.

L'UMTS permet des débits théoriques de transfert de 2 Mbps pour une utilisation fixe. Mais en réalité les opérateurs offrent des débits nettement moins élevés en utilisation mobile : environ 384 Kbps en zone urbaine et 144 Kbps en zone rurale.

2.7. La 3,5G : HSDPA

HSDPA (**H**igh **S**peed **D**ownlink **P**acket **A**ccess), commercialement appelé la 3,5G est un protocole qui permet d'augmenter les débits. En France il est disponible depuis juin 2006 sous le nom de 3G+. Il permet des performances dix fois supérieures à la 3G dont il est une évolution logicielle. Il utilise une répartition en mode paquet et permet de télécharger avec un débit allant de 1,8 Mbps jusqu'à 14,4 Mbps.

2.8. La 3,75G : HSUPA

HSUPA (**H**igh **S**peed **U**plink **P**acket **A**ccess), commercialement appelé la 3,75G est aussi un protocole 3G. Il est une variante du HSDPA sur la voie montante avec un débit théorique de 5,8 Mbps et 14 Mbps sur la voie descendante. Successeur théorique du HSDPA, il offre la possibilité d'émettre vers d'autres mobiles des images et vidéos favorisant ainsi le développement de l'internet haut débit mobile.

2.9. La quatrième génération (4G)

Face à un problème de rentabilité, les investissements étant supérieurs aux recettes, certains opérateurs hésitent à sauter l'étape 3G et passer directement à la 4G qui est entièrement basée sur IP (**I**nternet **P**rotocol) plus performante et donc moins onéreuse. Elle devrait permettre un réel débit d'environ 1 Mbps pour les consommateurs. Les pays asiatiques tels que la Corée du Sud et le Japon pourraient prendre de l'avance pour déployer cette nouvelle génération de téléphonie mobile. Les premiers téléphones compatibles 4G devraient faire leur apparition début 2008.

2.10. Les technologies sans fil complémentaires des réseaux mobiles

Les différentes technologies sans fils complémentaires des réseaux mobiles sont regroupées en fonction de leur portée. Ils existent cinq grandes familles (**Fig. 1.30**):

- WPAN,
- WLAN,
- WMAN,
- WWAN,
- BAN.

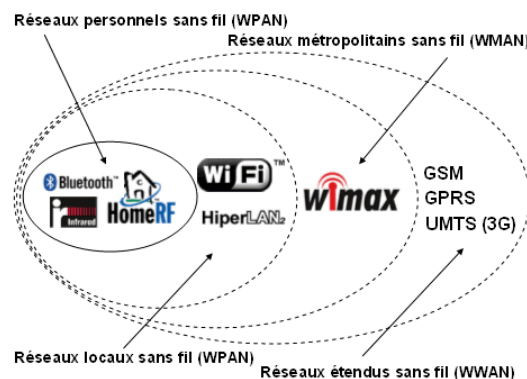


Figure 1.30: Couverture des technologies sans fils [1-72]

2.10.1. Les technologies WPAN

Les WPAN (**W**ireless **P**ersonal **A**rea **N**etwork) sont des réseaux personnels sans fil qui ont une faible portée d'environ 10 m. Ils sont utilisés pour relier des petits périphériques comme l'imprimante, ordinateur, PDA ou autres.

La principale technologie du WPAN est le **Bluetooth**, lancé par Ericsson en 1994, qui est un standard de la norme IEEE 802.15.1 et qui permet à tous les appareils électroniques de communiquer entre eux. Son débit théorique est de 1 Mbps mais il atteint en réalité environ 720 Kbps. Avec une portée variable de 10 à 30 m en fonction de la puissance émise (1 à 100 mW), il permet l'interconnexion simultanée de sept appareils en utilisant la bande de fréquence 2400 – 2483,5 MHz. Actuellement, le Bluetooth 2 qui est une version sécurisée du Bluetooth et normalisé sous le nom de 802.15.3, a été commercialisé. Il est plus rapide que son prédécesseur et possède l'avantage de consommer peu d'énergie, ce qui le rend particulièrement bien adapté à une utilisation au sein de petits périphériques.

Il existe d'autres technologies utilisées pour le WPAN comme:

- HomeRF (**H**ome **R**adio **F**requency), mais celui-ci a été abandonné en faveur du Wi-Fi (**W**ireless **F**idelity).
- Zigbee standardisé par IEEE sous le nom 802.15.4, il permet des liaisons sans fil à des prix très avantageux, et pour une faible consommation. Son débit peut atteindre jusqu'à 250 Kbps pour une portée maximale de 100 m environ.
- Les liaisons infra-rouges sont surtout utilisées dans la domotique (télécommandes TV, voitures télécommandées etc...) pour commander à distance.

2.10.2. Les technologies WLAN

Les WLAN (**W**ireless **L**ocal **A**rea **N**etwork) sont des réseaux locaux sans fil ayant une portée moyenne de quelques centaines de mètres. Ils sont adaptés pour couvrir l'équivalent d'un réseau local d'entreprise.

La principale technologie du WLAN est la norme IEEE 802.11 plus connu sous le nom de **Wi-Fi**. Elle peut relier tout type de périphérique à une liaison haut débit (environ 11 Mbps en théorie mais 6 Mbps en réalité). Ainsi les opérateurs commencent à irriguer des zones à fortes concentrations d'utilisateurs comme les gares, aéroports, bars, hotels etc..., ces zones sont appelées des hot spots.

Une autre technologie est l'**HiperLAN** (**H**igh **P**erformance **R**adio **L**ocal **A**rea **N**etwork) qui est une norme européenne élaborée par l'ETSI. Elle permet d'obtenir un débit théorique de 54 Mbps. Elle est composée de deux bandes passantes comprises entre 5150-5300 MHz et 5470-5725 MHz.

2.10.3. Les technologies WMAN

Les WMAN (**W**ireless **M**etropolitan **A**rea **N**etwork) sont des réseaux métropolitains sans fil. Aussi connus sous le nom de BLR (**B**oucle **L**ocal **R**adio), ils sont basés sur la norme 802.16. Pour une portée de 4 à 10 km, cette technologie est plutôt destinée aux opérateurs de télécommunications. Ils offrent un débit de 1 à 10 Mbps.

Son réseau le plus connu est le WiMAX, qui est l'acronyme pour **W**orldwide **I**nteroperability **M**icrowave **A**ccess. Il est une famille de normes définissant les connexions à haut débit par voie hertzienne.

Elle regroupe des standards de réseaux sans fil auparavant indépendants tels que HiperMan proposé par l'ETSI et 802.16 proposé par l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers). Elle est défini pour une large bande, de 2 à 66 GHz, dans laquelle on trouve des technologies déjà existantes comme le Wi-fi. Elle utilise des technologies hertziennes destinées principalement à des architectures point-multipoint, ce qui signifie qu'à partir d'une antenne centrale, on cherche à toucher de multiples terminaux. En promettant des débits allant jusqu'à plusieurs dizaines de Mbps sur des rayons de couvertures de plusieurs dizaines de kilomètres, elle s'adresse au marché des réseaux métropolitains, le MAN (Metropolitan Area Network).

2.10.4. Les technologies WWAN

Les WWAN (Wireless Wide Area Network) regroupent tout le réseau cellulaire mobile. C'est le plus grand réseau sans fil car tous les téléphones mobiles sont connectés à un des réseaux sans fil étendu. Ses principales technologies sont les standards 2G et 3G tels que le GSM ou l'UMTS.

2.10.5. Les technologies BAN

Après les réseaux locaux et personnels, ce nouveau type de réseaux émerge progressivement. Les BAN (Body Area Network) sont des réseaux corporels, qui à l'échelle du corps humain permet de relier sans fil les différents équipements électroniques susceptibles d'être portés par le corps.

II. CONCLUSIONS

Ce chapitre nous a permis de dresser un état de l'art des différents standards requis par les systèmes embarqués, présents dans beaucoup de domaines d'applications. Dans l'étude effectuée dans cette thèse, les standards qui nous intéressent sont le GPS et le SDARS pour les applications spatiales et le Bluetooth et l'Hiperlan pour les applications terrestres.

Nous avons vu que le GPS est sans cesse en développement et affiche de plus en plus d'utilisateurs à travers le monde. Cependant, devant la suprématie américaine de la navigation par satellite, les russes tentent de stimuler à nouveau le développement de leur propre système de navigation Glonass malgré une stagnation du projet depuis quelques années. L'Union Européenne ne reste pas indifférente à cela et lance aussi son système de navigation appelé Galileo pour concurrencer ou compléter le système américain. Le projet Galileo devrait être mis en service d'ici 2009-2010. Le système de radio par satellites n'est pas très développé en Europe comparé à celui américain connu sous le nom SDARS. En Amérique deux normes se disputent le marché, SIRIUS et XM. Les technologies sans fil complémentaires des réseaux mobiles telles que le Bluetooth et l'Hiperlan se sont rapidement propagées dans la consommation électronique. Elles présentent l'avantage de ne plus s'encombrer de connecteurs filaires.

Cependant face à tous ces systèmes embarqués qui nécessitent des antennes pour envoyer, recevoir ou échanger des informations, il serait intéressant de concevoir des antennes qui puissent intégrer plusieurs de ces standards sur une unique structure.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE I

- [1-1]: <http://fr.wikipedia.org/wiki>
- [1-2]: Patrice Kadionik
« *Les systèmes embarqués Linux pour l'embarqué* »
<ftp://ftp-developpez.com/kadionik/systeme/linux-embarque.pdf>
- [1-3]: « *Qu'est ce qu'un système embarqué?* »
<http://noelstuff.free.fr/explication.php>
- [1-4]: Colette Thomas
« *La Chine compte 1,3 milliards d'habitants* »
www.rfi.fr/actufr/articles/061/article_33092.asp
- [1-5]: L. Augusto/Johnson Controls
« *L'électronique embarqué automobile: vision d'un équipementier* »
www.afsec-cnrs.org/wp-content/uploads/2006/11/Augusto-JohnsonControl.pdf
- [1-6]: www.tomtom.com/products/features.php?ID=212&Category=0&Lid=2
- [1-7]: <http://shop.xmradio.com/detail.aspx?pid=670&cat=8#>
- [1-8]: www.rueducommerce.fr/Equipement-Automobile-GPS/Radars-de-recul/Toute-notre-offre/BEEPER-ALARM/397112-Radar-de-recul-SOLARPARK.htm
- [1-9]: www.nokia.fr
- [1-10]: <http://france.asus.com/products.aspx?l1=11&l2=55&l3=526&l4=0&model=1429&modelmenu=1>
- [1-11]: www.sagem-ds.com/fra/site.php?spage=02020602
- [1-12]: « *U.S. Army GPS* »
<https://gps.army.mil/gps/CustomContent/gps/ue/plgr.htm>
- [1-13]: « *Avion de combat* »
<http://cargolade.free.fr/matrasuper530a.htm>
- [1-14]: Laurent Gille
« *L'évolution des télécommunications par satellite depuis les années 1970* »
www.paris4.sorbonne.fr/documents/ed/ed_hmc/crhi/sem_00-01/sem_crhi_06-04.pdf
- [1-15]: <http://fr.wikipedia.org>
- [1-16]: http://artemmis.univmrs/cybermeca/Formcont/mecaspa/COURS_SA/GEOSTAT/geostat.htm

- [1-17]: « *Les satellites de communications* »
<http://mp01.free.fr/satel/satel.htm>
- [1-18]: www.iec-telecom.com
- [1-19]: www.geolink.fr/french/inmarsat.htm
- [1-20]: « *Les systèmes de communication par satellite* »
<http://www.fao.org/docrep/006/W9633F/w9633f09.htm>
- [1-21]: www.francetelecom-mobilesat
- [1-22]: www.inmarsat.com/
- [1-23]: www.francesatellite.com
- [1-24]: EADS Space
« *Inmarsat 4, le satellite commercial de communication le plus sophistiqué au monde* »
www.space.eads.net/press-center/press-documents/458
- [1-25]: www.e-sat.fr/FR/communication-satellite-reseaux-equipements-thuraya.php
- [1-26]: www.telephonesatellite.com/produits/thuraya/thuraya.htm
- [1-27]: « *Thuraya étend ses services au haut débit* »
www.itmag-dz.com/article.php3?id_article=447
- [1-28]: www.thuraya.com/content/profile.html
- [1-29]: « *HUGUES décroche plusieurs contrats de Thuraya* »
www.prnewswire.co.uk/cgi/news/release?id=176881
- [1-30]: <http://www.acesinternational.com/corporate/index.php>
- [1-31]: <http://m-cat.acesinternational.com/cover.php>
- [1-32]: <http://www.lockheedmartin.com/wms/findPage.do?dsp=fec&ci=11458&rsbci=5&fti=0&ti=0&sc=400>
- [1-33]: « *SES GLOBAL Se Developpe Sur Le Plan International Avec WORLDSAT* »
http://www.sesastra.com/sesglobal/siteSections/mediaroom/archive/2004_pub/15_01_04/15_01_04_f/index.php
- [1-34]: Frédéric Filloux
« *Le Net dans les étoiles* »
www.ee.surrey.ac.uk/Personal/L.Wood/constellations/liberation-article.html
- [1-35]: www.senat.fr/rap/r01-159/r01-15918.html

- [1-36]: Christophe Dupont
« *Banqueroute pour Iridium, le réseau de téléphonie cellulaire par satellite* »
<http://solutions.journaldunet.com/99aout/990817iridium.shtml>
- [1-37]: Nicolas Six
« *La renaissance du réseau Iridium de téléphonie par satellite* »
http://solutions.journaldunet.com/0302/030220_iridium.shtml
- [1-38]: « *Téléphonie par satellite : LE CRASH* »
www.xena.ad/lcf/iridium/skybridge/projets.htm
- [1-39]: www.globalcomsatphone.com/globalstar/history.html
- [1-40]: <http://eurespace.online.fr/Bulletin/glb-his.htm>
- [1-41]: Doug Dwyre
www.ee.surrey.ac.uk/Personal/L.Wood/constellations/globalstar.html
- [1-42]: Jean Marchal, Sébastien Heintz
« *Des satellites en compétition* »
<http://www.africanti.org/resultats/documents/marchal-heintz.htm>
- [1-43]: www.ico.com/
- [1-44]: Gabriel Sigrist
« *La téléphonie par satellite a-t-elle vraiment un avenir?* »
www.letemps.ch/dossiers/telecom99/supplement/satellite.html
- [1-45]: « *Globalstar annonce un nouvel investisseur* »
www.globalstar.ca/fr/about/newsevents/press_display.php?pressId=10
- [1-46]: http://library.thinkquest.org/27887/gather/advanced_technology/internet_sky.shtml
- [1-47]: <http://gui.ehret.free.fr/satellite/projetob.html>
- [1-48]: *C'est quoi le GPS?*
<http://etat.geneve.ch/dt/site/interieur/dcmo/master-content.jsp?pubId=1809&nodeId=877&componentId=kmelia75>
- [1-49]: *Les GPS*
<http://geolabs.ifrance.com/geolabs/lesgps.htm>
- [1-50]: *Le GPS*
<http://zebulon1er.free.fr/gps.htm>
- [1-51]: Dejouhet Frank, Fouquet Fabien, Jardin David
<http://www.educreuse23.ac-limoges.fr/loewy/realisations/TPE/GPS/Version%202000/Historique%202000.htm>

- [1-52]: Jean-Michel Dominguez
« *Topographie: découvrir le fonctionnement du GPS* »
<http://www.futura-sciences.com/comprendre/d/dossier504-1.php>
- [1-53]: Laurent Kieffer, Aurélien Cremmel, Benoît Osswald
« *Le GPS: une banalisation du positionnement?* »
<http://www.geocities.com/gps4tpe/index.html>
- [1-54]: Loïc de Guibert
« *Le Navstar GPS* »
<http://www.deguibert.com/gps.htm>
- [1-55]: « *Glonass entre discours et réalité* »
<http://fr.rian.ru/analysis/20070504/64923109.html>
- [1-56]: Christian D
« *Glonass : le système GPS version russe* »
<http://www.generation-nt.com/glonass-russie-gps-navigation-satellites-actualite-23645.html>
- [1-57]: Etienne Wery
« *Galileo, le concurrent européen du GPS, entre en phase de test* »
<http://www.droit-technologie.org/actuality/details.asp?id=943>
- [1-58]: « *Le GPS européen prend son envol* »
<http://www.itrmanager.com/47944-gps,europeen,prend,son,envol.html>
- [1-59]: <http://www.g9plus.org/interface/CR%20GALILEO%202.pdf>
- [1-60]: Commandant Markus Bungert
« *Galileo et l'avenir de la navigation par satellite* »
<http://www.diploweb.com/forum/bungert06025.htm>
- [1-61]: Anane Mostefa
« *Antenne combinée GPS/SDARS pour automobiles* »
Rapport de stage de DEA, 2004
- [1-62]: Géraldine Trouillard
« *Contribution à l'étude des phénomènes électromagnétiques liés aux futurs systèmes mobiles de réception hertzienne à bord des véhicules automobiles, conception, réalisation et tests des antennes correspondantes* »
Thèse soutenu le 29 octobre 2003
- [1-63]: www.radiofrance.fr/services/ecouter/dab.php
- [1-64]: www.son-video.com/Conseil/Hifi/RadioDAB.html

- [1-65]: Philippe Richard
« *La radio numérique sur les ondes en 2008* »
www.01net.com/editorial/343561/media/la-radio-numerique-sur-les-ondes-en-2008:
- [1-66]: www.drmfrance.com/art.php?cID=3&nID=6
- [1-67]: www.europesatellite.com/
- [1-68]: Daniel Renard
« *Worldspace, la radio numérique planétaire* »
www.telesatellite.com/articles/Worldspace/
- [1-69]: www.dailywireless.org/2005/08/25/sirius-portable-radio/
- [1-70]: David H. Layer
« *Digital radio takes on the road* »
www.spectrum.ieee.org/WEBONLY/publicfeature/jul01/dig.html
- [1-71]: Philippe Gsell
« *Forces et faiblesses de l'industrie spatiale européenne* »
<http://eurespace.online.fr/eurespace/erespace.htm>
- [1-72]: « *XM radio information* »
http://satelliteradio.digitalinsurrection.com/xmradio/xm_radio.php
- [1-73]: Adam Green
« *Satellite digital audio radio service (SDARS)* »
www.coe.montana.edu/ee/rwolff/EE580/final%20projects/SDARSReport.pdf
- [1-74]: « *La radio américaine connaît une nouvelle jeunesse grâce à la radio satellite* »
www.telesatellite.com/infos/idisp.asp?i=2097
- [1-75]: www.telesatellite.com/actu/sujet.asp/q/xm-satellite
- [1-76]: Johan Kapps
« *Tout sur la téléphonie* »
www.supinfo-projects.com/fr/2006/tel%5Fmobile/introduction/
- [1-77]: « *Introduction à la téléphonie mobile* »
www.commentcamarche.net/telephonie-mobile/reseaux-mobiles.php3
- [1-78]: « *Introduction aux réseaux sans fils* »
www.commentcamarche.net/wireless/wlintro.php3

CHAPITRE II

FONCTIONS MULTISTANDARDS EN POLARISATION LINÉAIRE

- **ÉTAT DE L'ART**
- **ANTENNE QUADRIBANDE À POLARISATION LINÉAIRE**
- **CONCLUSION**

De nos jours, la multiplication des standards et la miniaturisation des équipements font que les antennes monobandes répondent de moins en moins aux exigences. C'est pourquoi, les antennes multibandes sont une solution pratique pour équiper les appareils électroniques. Elles peuvent être la combinaison de plusieurs structures dont chacune répond à un standard donné ou bien une structure unique où l'on considère les différents modes de résonances.

Nous commencerons dans ce chapitre par quelques définitions et un état de l'art des différentes antennes en polarisation linéaire. Puis nous étudierons une antenne en polarisation linéaire fonctionnant dans les standards Bluetooth et WLAN aux normes Hiperlan et IEEE correspondant à notre cahier des charges.

I. ÉTAT DE L'ART

1. La polarisation linéaire

Référence générale : [2-1]

La polarisation d'une antenne dans une direction donnée est définie comme la polarisation de l'onde transmise ou rayonnée par cette antenne. Quand la direction de la polarisation n'est pas spécifiée, la polarisation est considérée comme étant dans la direction du maximum de gain. En pratique, la polarisation de l'énergie rayonnée varie avec la direction en provenance du centre de l'antenne, ce qui implique que les différentes parties d'un diagramme peuvent avoir une polarisation différente. La polarisation de l'onde rayonnée par l'antenne dans une direction spécifique à un point donné dans le champ lointain est définie comme la polarisation de l'onde localement plane qui est utilisée pour représenter l'onde rayonnée à ce point. À n'importe quel point du champ lointain d'une antenne, l'onde rayonnée peut être représentée par une onde plane dont l'intensité du champ électrique est la même que celle de l'onde et dont la direction de propagation est la direction principale de l'antenne. Une polarisation peut être linéaire, circulaire ou elliptique.

Le champ instantané d'une onde plane, se propageant suivant l'axe des z négatifs, peut être écrit ainsi :

$$E(z, t) = \hat{a}_x E_x(z, t) + \hat{a}_y E_y(z, t) \quad (1)$$

où \hat{a}_x et \hat{a}_y sont les vecteurs unitaires.

$$\text{Or } E(x, y, z, t) = \text{Re}(E(x, y, z) e^{j\omega t}) \quad (2)$$

où ω est la pulsation.

$$\text{donc } E_x(z, t) = \text{Re}(E_x e^{j(\omega t + kz)}) = \text{Re}(E_{xo} e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}) = E_{xo} \cos(\omega t + kz + \phi_x) \quad (3)$$

$$\text{et } E_y(z, t) = \text{Re}(E_y e^{j(\omega t + kz)}) = \text{Re}(E_{yo} e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}) = E_{yo} \cos(\omega t + kz + \phi_y) \quad (4)$$

où E_{xo} et E_{yo} sont respectivement les amplitudes maximales des composantes x et y .

Pour obtenir une onde polarisée linéairement, la différence de phase entre les deux composantes doit être

$$\Delta \phi = \phi_y - \phi_x = n\pi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (5)$$

Une onde est linéairement polarisée en un point donné dans l'espace si le vecteur du champ électrique (ou magnétique) à ce point est toujours orienté sur la même ligne droite à chaque instant. C'est le cas si le vecteur du champ (électrique ou magnétique) possède :

- seulement une composante, ou
- deux composantes linéaires orthogonales qui sont en phase ou déphasé de 180° (ou multiples de 180°).

Une onde électromagnétique polarisée linéairement peut être soit horizontale, soit verticale. Un exemple typique est montré sur la figure 2.1.

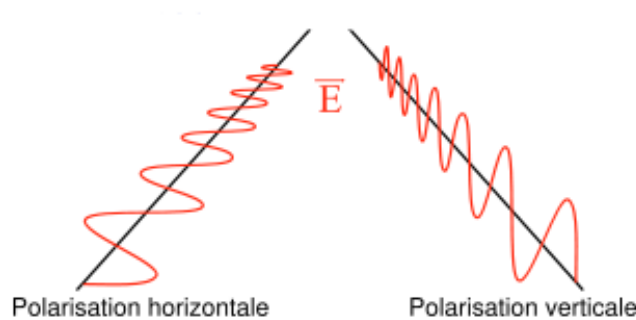


Figure 2.1: Polarisation linéaire d'une onde

Une onde électromagnétique quelconque se propage sous la forme d'une onde elliptique dont les deux axes de symétrie représentent l'axe majeur pour la plus grande et l'axe mineur pour l'autre. La polarisation introduit un paramètre appelé le rapport axial qui est le rapport entre l'axe majeur et l'axe mineur de l'onde électromagnétique qui se propage.

$$RA = \frac{\text{axe majeur}}{\text{axe mineur}} \quad (6)$$

La polarisation linéaire est dite horizontale si RA tend vers 0. Elle est dite verticale si RA tend vers l'infini.

2. Antennes en polarisation linéaire

Référence générale : [2-1]

On peut distinguer deux grandes familles d'antennes à polarisation linéaire.

- les antennes imprimées ou antennes à rayonnement hémisphérique,
- les antennes filaires ou antennes à rayonnement dipolaire,

Dans la première famille, nous verrons les antennes les plus connues et les plus utilisées qui sont l'élément rayonnant rectangulaire et circulaire, et le dipôle.

3.1. Les antennes imprimées ou antennes à rayonnement hémisphérique

Les antennes imprimées sont utilisées depuis plusieurs années. Elles se sont développées en même temps que les composants semi-conducteurs [2-2]. De nombreuses sociétés telles que Motorola, Radiall ... commercialisent ces antennes. Elles consistent à se servir du film de cuivre qui recouvre le substrat diélectrique des circuits imprimés comme antenne. La face inférieure qui est totalement métallisée joue le rôle de plan de masse. On peut les faire résonner à la fréquence souhaitée en jouant sur la forme et les dimensions des surfaces métallisées (ou éléments rayonnants). Souvent de petite dimension, elles sont très pratiques pour être intégrées dans les systèmes embarqués.

3.1.1. Antenne imprimée rectangulaire

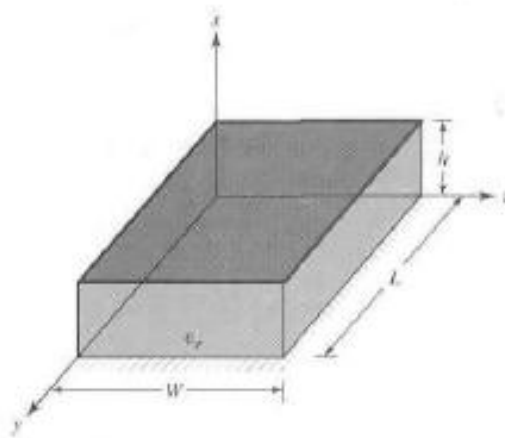


Figure 2.2: Antenne imprimée rectangulaire

L'antenne imprimée rectangulaire (**Fig. 2.2**) a une longueur L , une largeur W et une hauteur h .

Le vecteur potentiel A_x doit satisfaire l'équation d'onde homogène :

$$\nabla^2 A_x + k^2 A_x = 0 \quad (7)$$

Nous ne rentrerons pas dans tous les détails du calcul du champ électrique et magnétique de l'antenne. Nous admettrons [2-1]:

$$\begin{aligned} E_x &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k^2 \right) A_x & H_x &= 0 \\ E_y &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial y} & H_y &= \frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial z} \\ E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_x}{\partial x \partial z} & H_z &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_x}{\partial y} \end{aligned} \quad (8)$$

où ω est la pulsation, μ est la perméabilité, ϵ est la permittivité de l'antenne.

$$\begin{aligned}
 k_x &= \left(\frac{m\pi}{h}\right), & m &= 0, 1, 2, \dots \\
 \text{Or } k_y &= \left(\frac{n\pi}{L}\right), & n &= 0, 1, 2, \dots \\
 k_z &= \left(\frac{p\pi}{W}\right), & p &= 0, 1, 2, \dots
 \end{aligned} \tag{9}$$

où k est le nombre d'ondes.

$$k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = \left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \tag{10}$$

Donc on obtient la formule de la fréquence de résonance pour cette antenne :

$$(f_r)_{mnp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2} \tag{11}$$

3.1.2. Antenne imprimée circulaire

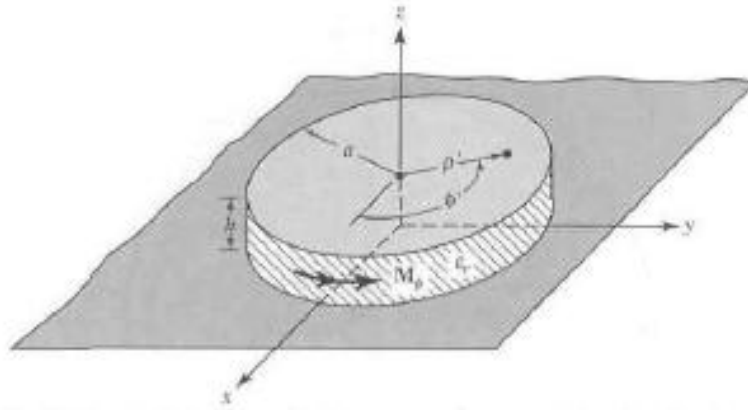


Figure 2.3: Antenne imprimée circulaire

L'antenne imprimée circulaire (**Fig. 2.3**) a un rayon a et une hauteur h . Pour trouver les champs, on a d'abord besoin de trouver le vecteur potentiel magnétique A_z , qui doit satisfaire, dans le système de coordonnées cylindriques, l'équation d'onde homogène :

$$\nabla^2 A_z(\rho, \phi, z) + k^2 A_z(\rho, \phi, z) = 0 \tag{12}$$

De même, nous ne rentrerons pas dans tous les détails du calcul du champ électrique et magnétique de l'antenne. Nous admettons :

$$\begin{aligned}
 E_\rho &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho \partial z} & H_\rho &= \frac{1}{\mu} \frac{1}{\rho} \frac{\partial A_z}{\partial \phi} \\
 E_\phi &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \frac{1}{\rho} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \phi \partial z} & H_\phi &= -\frac{1}{\mu} \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \\
 E_z &= -j \frac{1}{\omega \mu \epsilon} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z & H_z &= 0
 \end{aligned} \tag{13}$$

où ω est la pulsation, μ est la perméabilité, ϵ est la permittivité de l'antenne.

Après quelques étapes on obtient : J_m est une fonction de Bessel

$$A_z = B_{mnp} J_m(k_\rho \rho') [A_2 \cos(m \phi') + B_2 \sin(m \phi')] \cos(k_z z') \quad (14)$$

$$\text{avec} \quad (k_\rho)^2 + (k_z)^2 = k_r^2 = \omega_r^2 \mu \epsilon \quad (15)$$

où k est le nombre d'ondes.

Les coordonnées cylindriques ρ', ϕ', z' sont utilisées pour représenter le champ à l'intérieur de la cavité.

$$\begin{aligned} \text{Or} \quad k_\rho &= \frac{X'_{mn}}{a} & m &= 0, 1, 2, \dots \\ & & n &= 1, 2, 3, \dots \\ k_z &= \frac{p\pi}{h} & p &= 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (16)$$

X'_{mn} est le $n^{\text{ième}}$ zéro de la dérivée de la fonction de Bessel d'ordre m .

Finalement on obtient la formule de la fréquence de résonance pour une antenne imprimée circulaire

$$(f_r)_{mn0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \left(\frac{X'_{mn}}{a} \right) \quad (17)$$

3.1.3. Avantages et inconvénients des antennes imprimées en général

Les avantages sont :

- encombrement réduit si l'on utilise un substrat de fort permittivité,
- faible poids,
- fabrication aisée,
- peuvent être plaquées sur une surface courbe (véhicules, avions, ...),
- faible coût mécanique dans le cas de l'utilisation de substrat bon marché (le céramique étant très coûteux),
- peuvent aisément intégrer des composants électroniques (actifs),
- mise en réseau aisée et rapide.

Les inconvénients sont :

- rendement faible,
- bande passante relativement étroite,
- rayonnements parasites par la source, les jonctions, et les ondes de surface,
- requièrent des substrats de haute qualité, bonnes caractéristiques thermiques,
- les réseaux d'éléments imprimés à hautes performances nécessitent des systèmes d'alimentation complexes,
- difficulté d'élaborer des antennes à haute pureté de polarisation.

Le cahier des charges imposant un encombrement vertical, nous n'allons pas retenir cette solution pour la conception de l'antenne multi-standards à polarisation linéaire.

3.2. Les antennes filaires ou antennes à rayonnement dipolaire

➤ Le dipôle

Le dipôle est une antenne filaire. C'est l'un des éléments rayonnants les plus vieux, l'un des plus connus, l'un des plus simples et l'un des plus bon marché. C'est une antenne très utilisée car elle est très simple à fabriquer et elle permet d'assurer la couverture de zones très larges. L'antenne la plus connue de ce type est le dipôle 1/2 onde (ou en $\lambda/2$). C'est une ligne de transmission terminée par un circuit ouvert (CO) dont la longueur est égale au quart de la longueur. Lorsque cette ligne est dépliée, elle mesure alors une demie longueur d'onde. Elle se compose donc de 2 brins métalliques, d'égale longueur, qui sont reliés à une pièce centrale appelée "balun". Les composantes du champ électrique et magnétique de l'antenne dipôle en $\lambda/2$ est :

$$E_{\theta} \approx j \eta \frac{I_o e^{-jkr}}{2 \pi r} \left(\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right) \quad (18)$$

et

$$H_{\phi} \approx j \frac{I_o e^{-jkr}}{2 \pi r} \left(\frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \right)$$

Le diagramme de rayonnement (**Fig. 2.4**) est dipolaire, c'est-à-dire qu'on obtient un maximum de gain à l'horizon ($\theta = 90^\circ$) et un creux dans l'axe ($\theta = 0^\circ$). Son impédance à la résonance est une résistance pure de 73Ω . On peut observer la distribution de courants en fonction de la longueur de chaque brin (**Fig. 2.5**).

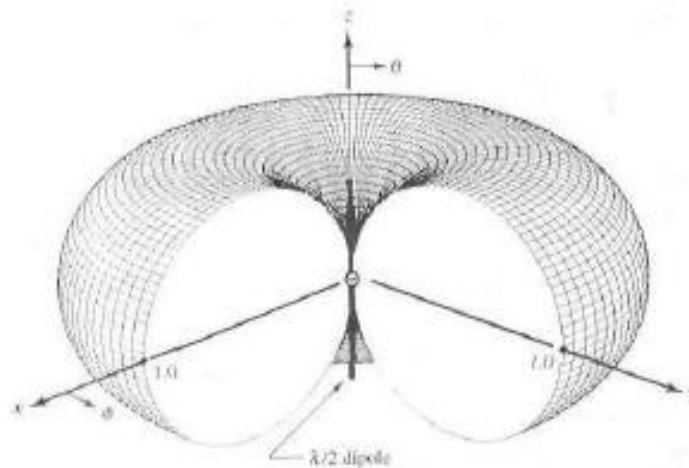


Figure 2.4: Diagramme en 3D de l'antenne dipôle en $\lambda/2$

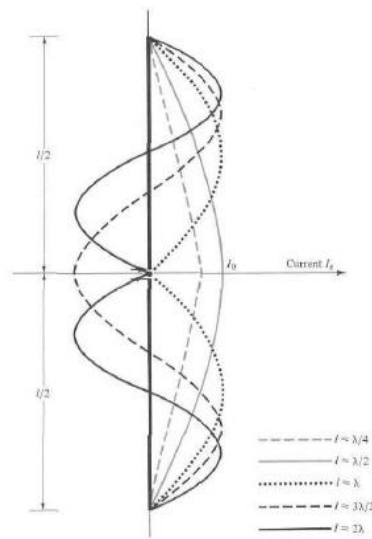


Figure 2.5: Distribution de courant le long du dipôle

On obtient un maximum de courant I_0 dans le plan horizontal quand chaque brin du dipôle a une longueur de $\lambda/4$. Le cahier des charges impose un plan de masse et un maximum de gain pour un rayonnement à l'horizon (plan x-y), c'est pourquoi, l'antenne monopole quart d'onde (ou en $\lambda/4$) (**Fig. 2.6**) requiert toute notre attention pour la conception de l'antenne multi-standards à polarisation linéaire.

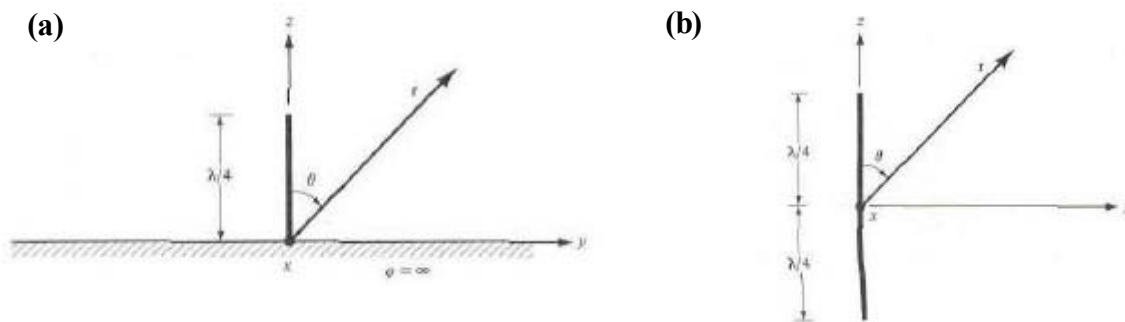


Figure 2.6: Monopole quart d'onde sur un conducteur électrique parfait

(a) monopole $\lambda/4$ sur un conducteur électrique fini

(b) équivalent du monopole $\lambda/4$ sur un conducteur électrique infini

3.3. Exemples d'antennes plus complexes dans les standards Bluetooth ou/et WLAN

Les antennes Bluetooth fonctionnent en polarisation linéaire. Quant aux antennes WLAN dans les fréquences hautes entre 5 et 6 GHz environ, elles peuvent fonctionner suivant plusieurs modes de polarisation, linéaire ou circulaire [2-3] et [2-4]. Dans ce manuscrit, nous nous intéressons aux antennes à polarisation linéaire. Ces antennes peuvent se trouver sous plusieurs formes, sous différents encombrements couvrant une, deux, trois ou quatre bandes du Bluetooth et WLAN. Voici quelques exemples répertoriés en deux familles (**Fig 2.7 et 2.9**). La plupart des antennes présentées sont des antennes quadribandes ou large bande capable de couvrir ces standards. Nous expliquerons le fonctionnement de trois structures.

3.3.1. Antennes imprimés ou antennes à rayonnement hémisphérique

Références générales : [2-5] à [2-10]

Ce type d'antenne est le plus utilisé car elle présente un faible encombrement et de bonnes performances pour les standards souhaités. La plupart des antennes est imprimée sur substrat.

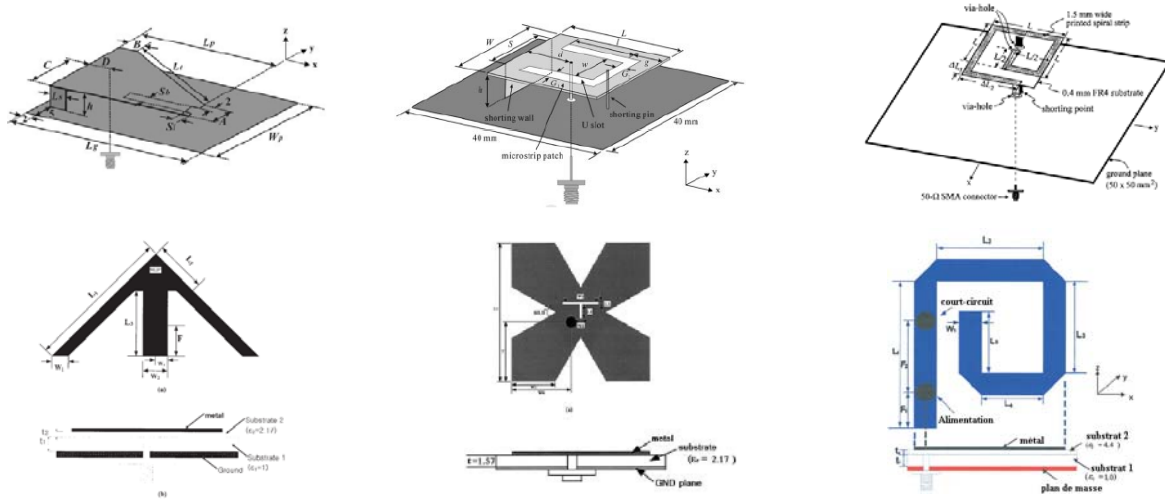


Figure 2.7: Différentes antennes imprimés ou à rayonnement hémisphérique

3.3.2. Antennes filaires ou antennes à rayonnement dipolaire

Références générales : [2-11] à [2-14]

Voici quatre exemples d'antennes fonctionnant dans les bandes Bluetooth et WLAN qui possèdent un encombrement en trois dimensions. Ces antennes sont moins courantes dans la littérature antenne.

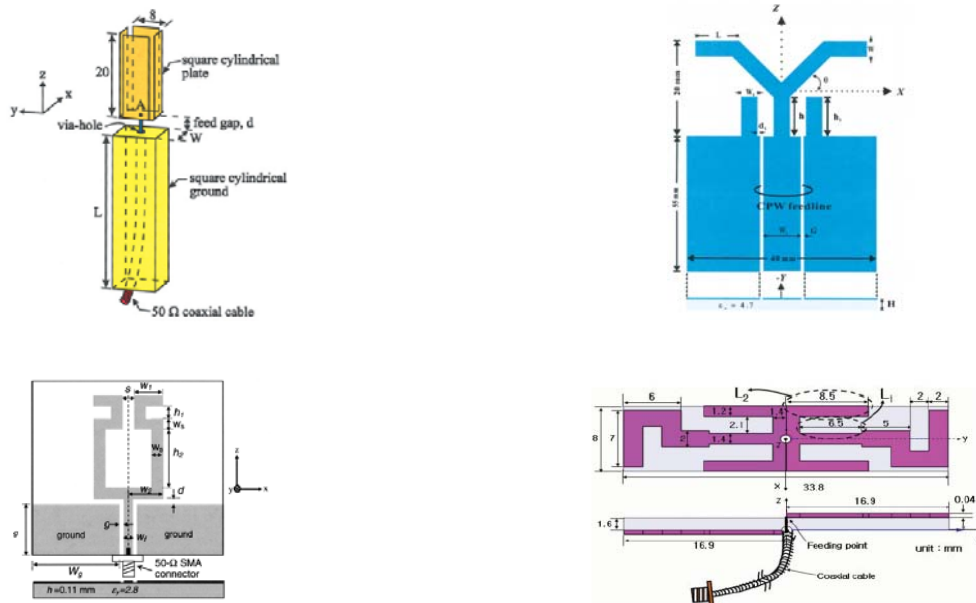


Figure 2.8: Différentes antennes à encombrement 3D

Cette étude menée dans le cadre d'une collaboration entre la société RADIALL et le LEAT est soumise à un cahier des charges. Dans ce chapitre, nous étudierons uniquement l'antenne à polarisation linéaire répondant aux standards Bluetooth et WLAN imposé par ce cahier des charges.

II. ANTENNE QUADRIBANDE À POLARISATION LINÉAIRE

Nous donnons ici les critères du deuxième cahier des charges imposé dont l'encombrement maximal est un diamètre D_{\max} de 40 mm et une hauteur H de 70 mm.

➤ Bluetooth

- Fréquence centrale : 2450 MHz.
- Bande passante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB :
BP = [2400-2500] MHz = 100 MHz.
- Polarisation linéaire.
- Diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal.
- Gain > 2 dBi.

➤ WLAN

- Fréquences centrales : $f_1 = 5250$ MHz, $f_2 = 5600$ MHz et $f_3 = 5775$ MHz.
- Bandes passantes pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB :
BP₁ = [5150-5350] MHz commune aux deux normes Hiperlan et IEEE,
BP₂ = [5475-5725] MHz (Hiperlan) et BP₃ = [5725-5825] MHz (IEEE)
- Polarisation linéaire.
- Diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal.
- Gain > 0 dBi.

Pour l'étude de cette antenne, nous avons suivi deux voies équivalentes. L'une présentée en **annexe I**, est basée sur l'utilisation d'un élément bifilaire dont les brins sont d'épaisseur très fine posés à égale distance du centre de l'antenne sur une fine languette de métal, le tout entouré d'une cavité. Nous appellerons cette antenne, l'élément bifilaire. L'autre est un élément filaire replié en forme de la lettre U, l'antenne est alimentée à la base du U, entourée également d'une cavité. Nous appellerons celle-ci, l'antenne en « U ». Mais d'abord, nous allons faire l'étude de notre antenne de référence qui est l'élément filaire.

Tous les prototypes d'antennes ont été réalisés au sein du laboratoire d'électronique, antennes et télécommunications (LEAT). Ils ont été modélisés et simulés grâce au logiciel HFSS d'Ansoft Corporation. Toutes les mesures ont été réalisées grâce à l'analyseur vectoriel Rohde et Schwarz pour l'impédance d'entrée, et dans la chambre anéchoïde du LEAT pour les mesures des diagrammes de rayonnement.

1. Élément de référence : l'élément filaire en plan de masse limité

Nous abordons cette antenne multistandard à polarisation linéaire d'abord par l'étude d'une antenne simple à polarisation linéaire verticale qui est l'élément filaire en $\lambda/4$ sur un plan de masse limité.

1.1. Description de la géométrie de l'antenne

L'élément filaire est représenté **figure 2.9**. Il se situe au centre d'un plan de masse circulaire de 40 mm de diamètre et alimenté par une sonde coaxiale.

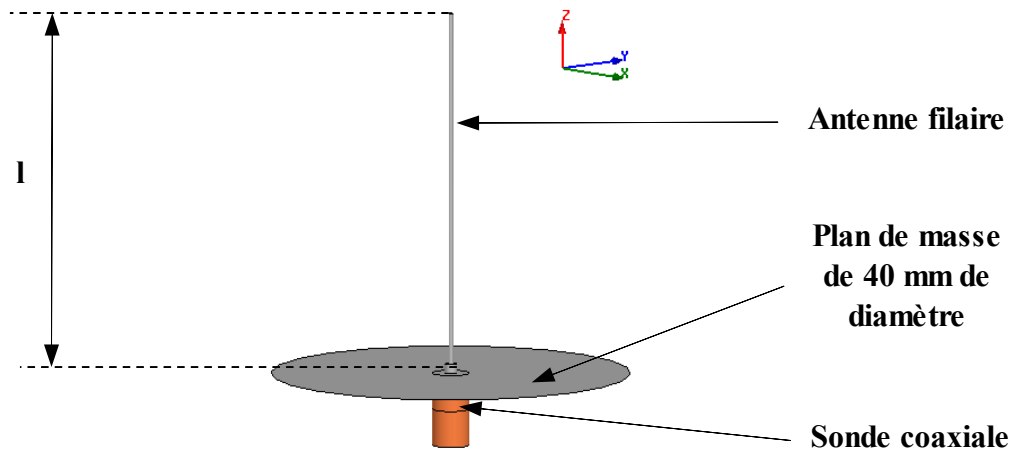


Figure 2.9: Antenne élément filaire (vue 3D)

➤ Rappel sur un monopole

Pour connaître la longueur de l'élément filaire en $\lambda/4$, la formule utilisée est la suivante :

$$l = \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} \quad [2-1] \quad (19)$$

avec c la célérité de la lumière.

Si $l_{\text{monopole}} = 39\text{mm} + 2\text{mm}$, les 2 mm correspondant à l'âme centrale de la sonde coaxiale qui dépasse du plan de masse. Alors la fréquence du mode 1 est $f_1 \approx 1,83 \text{ GHz}$.

La fréquence supérieure qui est celle du mode 3 est le triple de la fréquence de résonance du mode 1, d'où $f_2 = 3 * f_1 \approx 5,49 \text{ GHz}$.

➤ Réalisation

Un prototype (**Fig. 2.10**) a été réalisé.

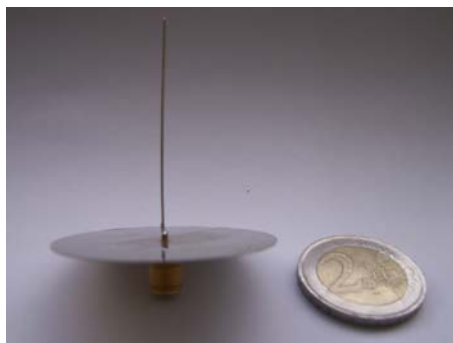


Figure 2.10: Photos de l'élément filaire

1.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

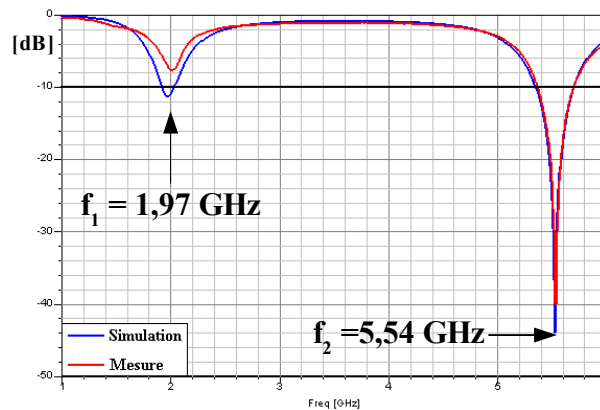


Figure 2.11: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

On voit sur la courbe (Fig. 2.11) l'adaptation des deux fréquences de travail correspondant aux modes 1 et 3. Les résultats sont regroupés dans le tableau suivant :

		Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re [Ω]	Im [Ω]	BP pour $S_{11} < -10$ dB [MHz]
Simulation	Bande basse	$f_1 = 1,97$	-11,25	29,7	11,9	[1920-2033] = 113
	Bande haute	$f_2 = 5,53$	-43,90	48,0	0,4	[5352-5700] = 348
Mesure	Bande basse	$f_3 = 2,01$	-7,66	20,9	7,1	Non adapté
	Bande haute	$f_4 = 5,54$	-39,96	50,4	1,7	[5372-5700] = 328

Tableau 2.1: Adaptation de l'élément filaire

Même si l'antenne ne fonctionne pas exactement dans les bandes Bluetooth et WLAN, la bande basse est suffisante par rapport aux 100 MHz demandées par le deuxième cahier des charges pour la bande Bluetooth autour des 2,45 GHz. La bande haute est cependant trop étroite pour couvrir la bande des WLAN à la fois à la norme Hiperlan et IEEE. Une solution pour élargir la bande est donc requise. D'après ces résultats, nous pouvons continuer l'étude de l'antenne multistandard à polarisation linéaire, en se basant sur cette antenne de référence.

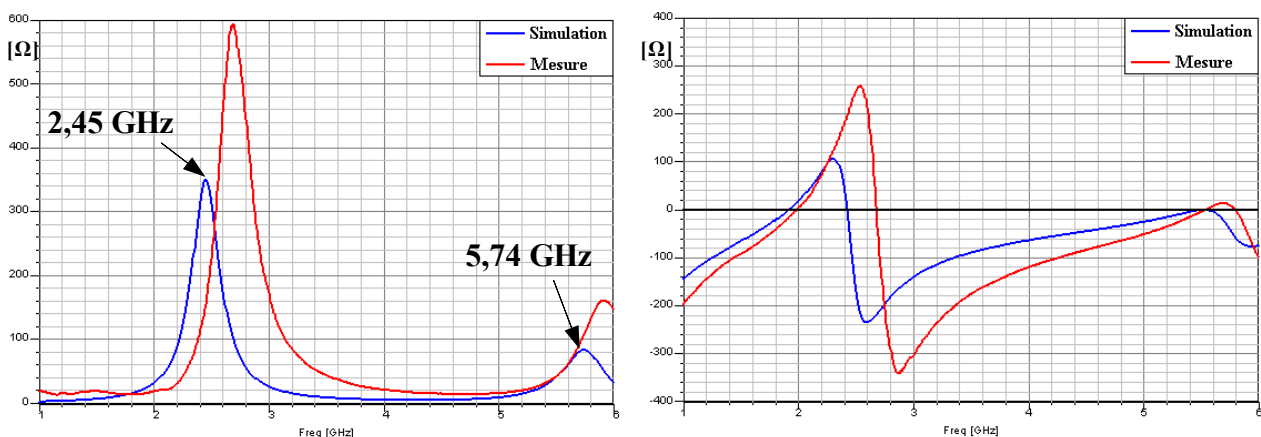


Figure 2.12: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

Les fréquences de travail pour un coefficient de réflexion minimal et les fréquences de résonance, pour lesquelles la partie réelle de l'impédance d'entrée est maximale, sont très éloignées.

Notre antenne fonctionnerait plutôt comme un monopole en $\frac{\lambda}{2}$ ou dipôle à la fréquence basse avec la moitié du plan de masse considérée comme la continuité du dipôle. Sa longueur totale devient alors $39 + 20 + 2 = 61 \text{ mm}$. Donc pour calculer les fréquences de résonance théoriques, nous utilisons la formule suivante $f = \frac{c}{2l}$.

Si $l_{\text{élément filaire}} = 39 \text{ mm}$ alors la fréquence basse est de $f_1 = 2,46 \text{ GHz}$.

Par contre à la fréquence haute, l'antenne fonctionne bien comme un monopole en $\frac{\lambda}{4}$. Cette fréquence correspond alors au mode 3. Pour la calculer théoriquement, il faut considérer une longueur de $\frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4} = \frac{3\lambda}{4}$, donc $f = \frac{3c}{4l} = 5,49 \text{ GHz}$.

1.3. Gains de la composante principale E

Nous nous intéressons aux diagrammes de rayonnement simulés des gains de la composante principale E dans le plan azimutal pour $\theta = 90^\circ$ (plan x-y) et dans un plan en élévation, pour $\varphi = 0^\circ$ pour les deux fréquences de travail (**Fig. 2.13 et 2.14**). Les gains de la composante croisée ne sont pas représentés car ils sont très faibles comparés à ceux de la composante principale. Les performances en gain sont répertoriées dans le tableau suivant :

	Gain E max [dB]
$f_1 = 1,97$	2,0
$f_2 = 5,53$	2,9

Tableau 2.2: Gains E_θ de l'élément filaire dans le plan azimutal

L'élément filaire présente en terme de diagramme de rayonnement un creux dans l'axe, c'est-à-dire qu'on a une atténuation considérable dans l'axe de l'élément filaire. D'autre part nous constatons au-dessus du plan de masse, un rayonnement 3D quasiment toroïdal.

A la fréquence f_1 le gain E_θ minimal d'environ 1,5 dB est inférieur aux 2 dB demandés par le cahier des charges. A l'exception de ce petit problème, l'antenne présente bien un rayonnement dipolaire à la fréquence la plus basse, qui deviendra la fréquence Bluetooth après avoir apporté quelques modifications à l'antenne, et un rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal à la fréquence haute avec un gain supérieur à 0 dB. Le caractère dipolaire du rayonnement est obtenu du fait de la taille limitée du plan de masse par rapport à la fréquence basse. L'élément filaire semble donc convenir au niveau des gains pour être l'élément de base de notre futur antenne multistandard à polarisation linéaire.

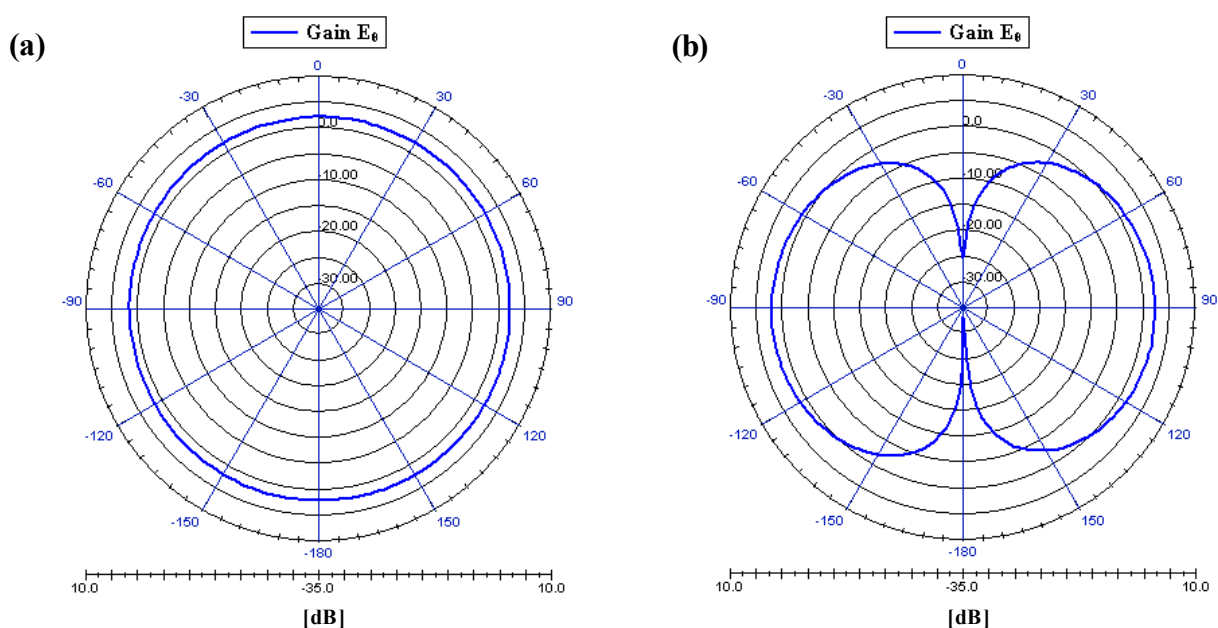


Figure 2.13: Gains E_0 à la fréquence 1,97 GHz
(a) plan azimutal, (b) plan en élévation

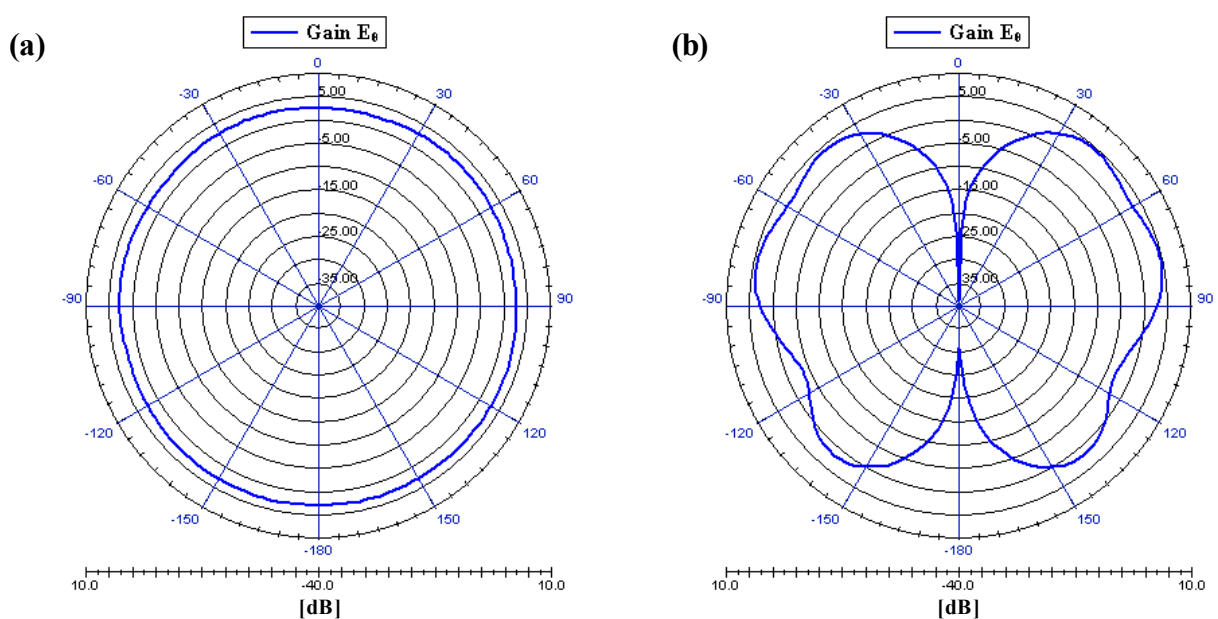


Figure 2.14: Gains E_0 à la fréquence 5,53 GHz
(a) plan azimutal, (b) plan en élévation

➤ Comparaison entre les gains E_0 et E_φ simulés et mesurés

Nous avons choisi de comparer les gains E_0 et E_φ simulés et mesurés aux fréquences où l'on obtient la meilleure adaptation, c'est-à-dire où l'on a un minimum de S_{11} (**Fig. 2.15**). Nous remarquons une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Comme dans le cas de l'élément bifilaire, nous avons un décalage d'amplitude de 1 à 5 dB qui est dû aux erreurs de mesure, et aussi aux imprécisions de réalisation de l'antenne.

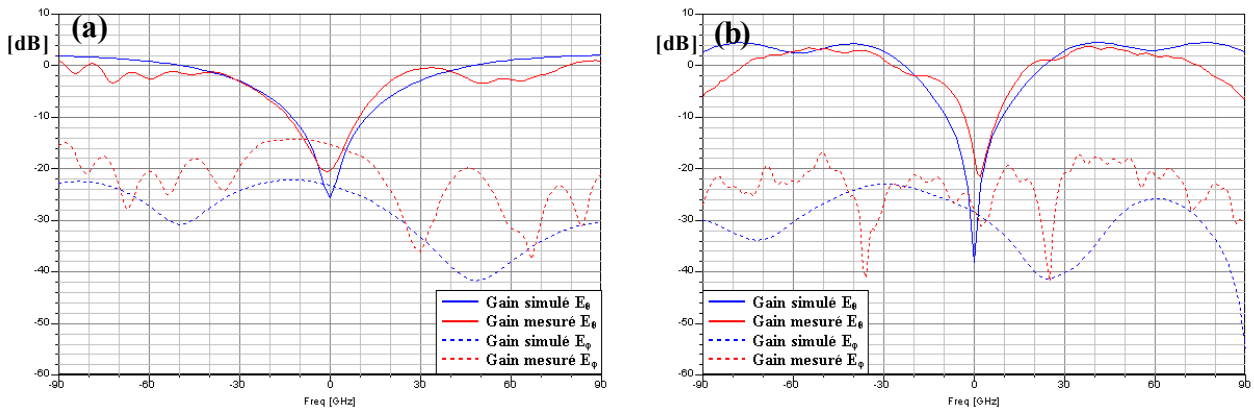


Figure 2.15: Comparaison entre mesures et simulations des gains E_0 et E_ϕ dans le plan en élévation

(a) simulé à 1,97 GHz et mesuré à 2,01 GHz

(b) simulé à 5,53 GHz et mesuré à 5,54 GHz

1.4. Variation de la dimension du plan de masse

Nous faisons varier le diamètre du plan de masse. Nous étudions les diagrammes de rayonnement en gain (**Fig. 2.16 et 2.17**) pour la composante principale de l'antenne dans trois cas : pour un diamètre de 40 mm, 220 mm et pour un plan de masse infini.

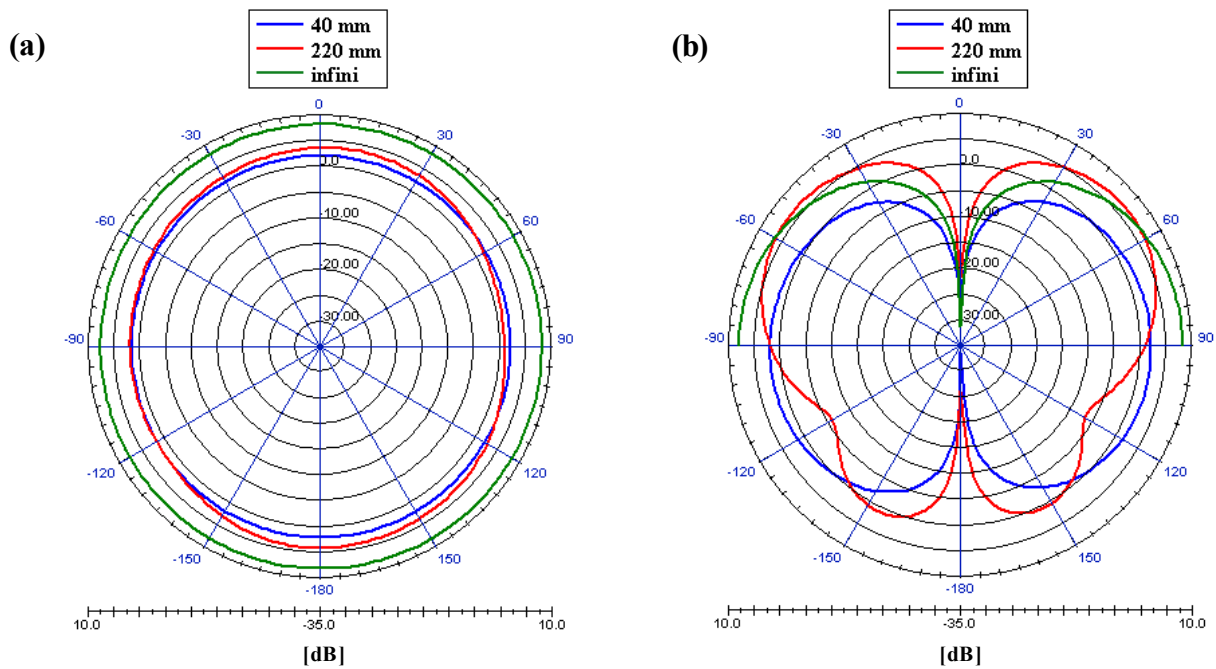


Figure 2.16: Gains E_0 à la fréquence basse
(a) plan azimuthal, (b) plan en élévation

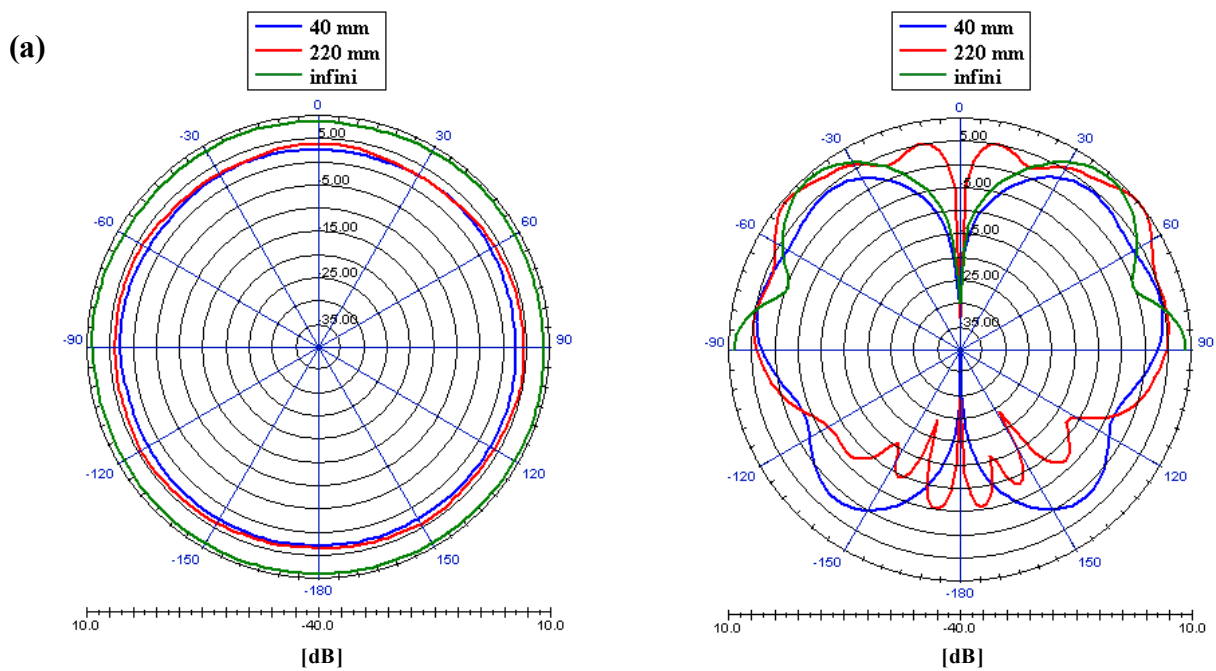


Figure 2.17: Gains E_0 à la fréquence haute
(a) plan azimuthal, (b) plan en élévation

On remarque bien un affaiblissement du rayonnement arrière de l'antenne quand la dimension du plan de masse augmente pour les deux fréquences basse et haute.

1.5. Conclusions

Cet élément filaire fonctionne à deux fréquences de travail qui correspondent aux modes résonants 1 (quart d'onde) et 3. Il présente une assez large bande passante autour des deux fréquences, même s'il est cependant nécessaire d'ajouter un élément à la structure pour pouvoir élargir la bande haute. En observant les diagrammes de rayonnement en gain, nous constatons un rayonnement dipolaire dans la bande basse avec un gain maximal supérieur à 2 dB en moyenne et omnidirectionnel dans le plan horizontal dans la bande haute avec un gain maximal supérieur à 0 dB comme l'exige le deuxième cahier des charges. Par conséquent, d'après les performances en bande passante et en gain, et de par son encombrement vertical, l'élément filaire sera l'élément de référence pour la réalisation de l'antenne multistandard à polarisation linéaire.

2. Élargissement de la bande passante entre 5 et 6 GHz

L'élément filaire n'est pas suffisant pour couvrir toutes les bandes désirées. Nous ajoutons un autre élément qui permet d'élargir la bande passante entre 5 et 6 GHz tout en conservant la bande basse autour des 2 GHz. Pour cela, nous avons mené deux études parallèles avec deux approches différentes. La première approche est présentée dans l'**annexe I**. Ici, nous étudierons la deuxième approche qui consiste en un élément filaire « replié » en forme de la lettre « U ». Cette approche est équivalente à la première mais sa réalisation est facilitée et sa structure plus robuste.

2.1. Description de la géométrie de l'antenne

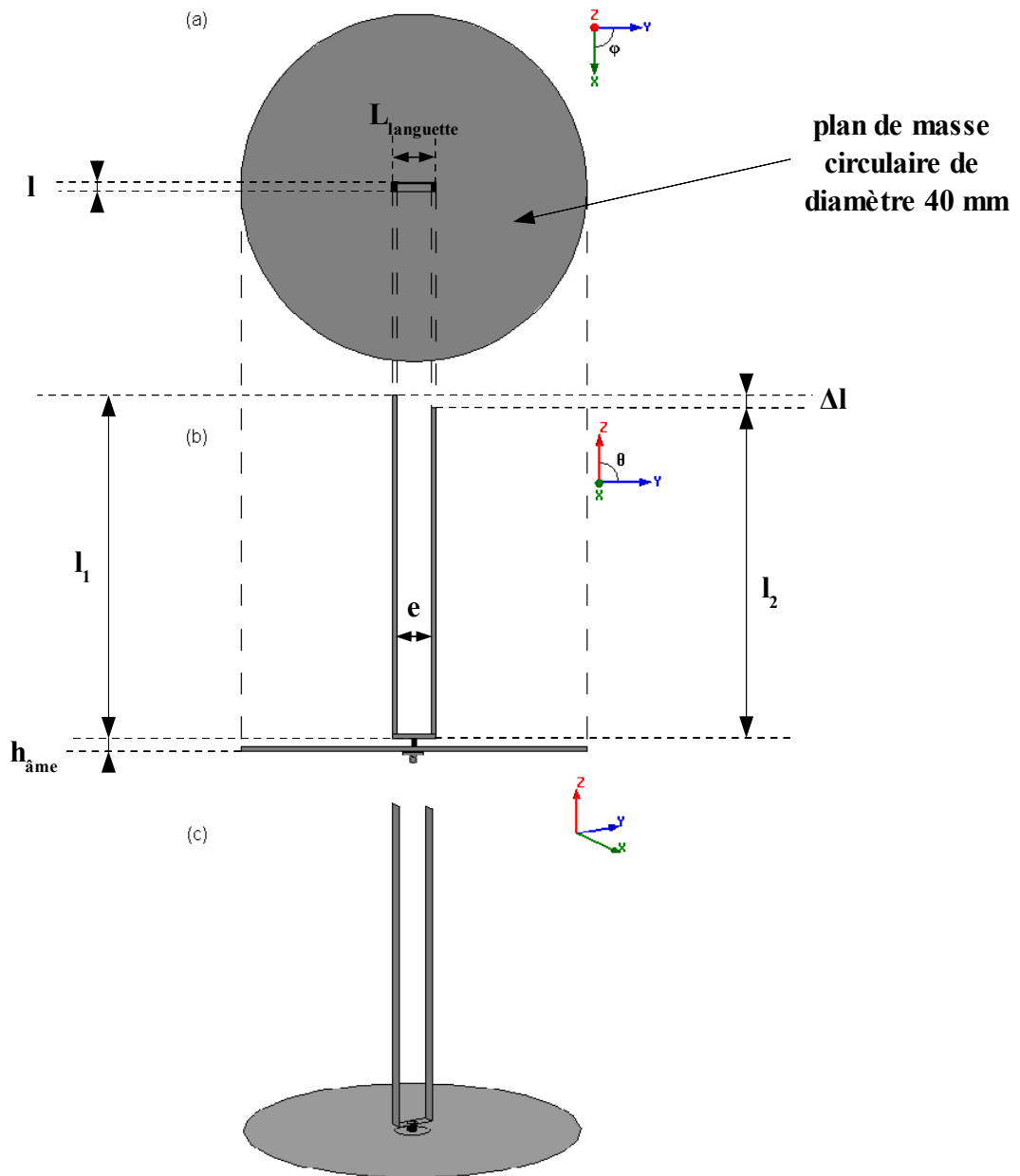


Figure 2.18: Géométrie de l'antenne en « U »
(a) vue de dessus, (b) vue de face, (c) vue 3D

➤ Caractéristiques de l'antenne

l_1	l_2	$L_{\text{languette}}$	l	e	$h_{\text{âme}}$
39,3 mm	38,3 mm	4,5 mm	1,5 mm	4,5 mm	1 mm

Tableau 2.3: Caractéristiques de l'antenne en « U »

La **figure 2.18** présente la structure de l'antenne. L'antenne en « U » est une fine languette de largeur l très étroite, formée de trois parties repliées en forme de lettre U d'une longueur totale $h_1 + e + h_2 = 82,1$ mm. L'antenne est alimentée au centre de la base en U par une sonde coaxiale à une hauteur $h_{\text{âme}}$ du plan de masse. Les deux brins de l'antenne ont une longueur différente mais très rapprochée permettant l'élargissement des deux bandes de fréquences.

➤ Réalisation

Un prototype (**Fig. 2.19**) a été réalisé.

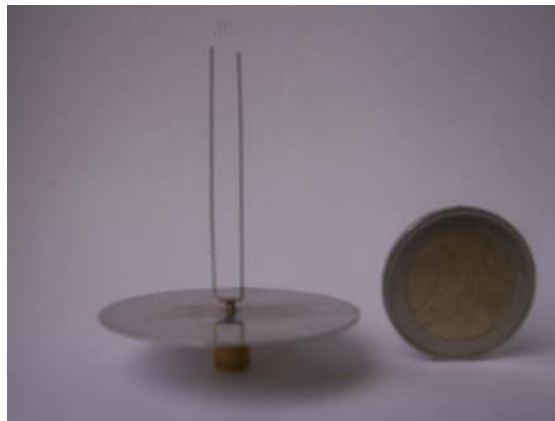


Figure 2.19: Photos de l'élément en « U »

2.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

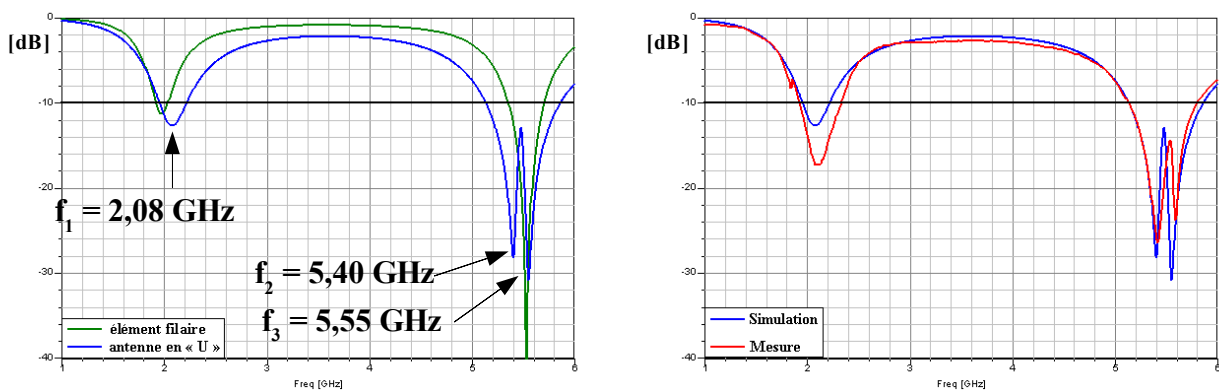


Figure 2.20: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

On constate qu'il y a trois fréquences de travail données dans le tableau suivant :

		Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re [Ω]	Im [Ω]	BP [MHz]
Simulation	Bande basse	$f_1 = 2,08$	-12,64	32,6	11,5	[1956-2216] = 260
	Bande haute	$f_2 = 5,40$	-28,13	46,7	3,6	[5136-5857] = 721
		$f_3 = 5,55$	-30,80	45,8	2,1	
Mesure	Bande basse	$f_4 = 2,12$	-17,26	41,3	9,1	[1923-2325] = 402
	Bande haute	$f_5 = 5,41$	-26,30	48,9	4,7	[5130-5800] = 670
		$f_6 = 5,58$	-23,65	55,0	-4,8	

Tableau 2.4: Adaptation de l'antenne « U »

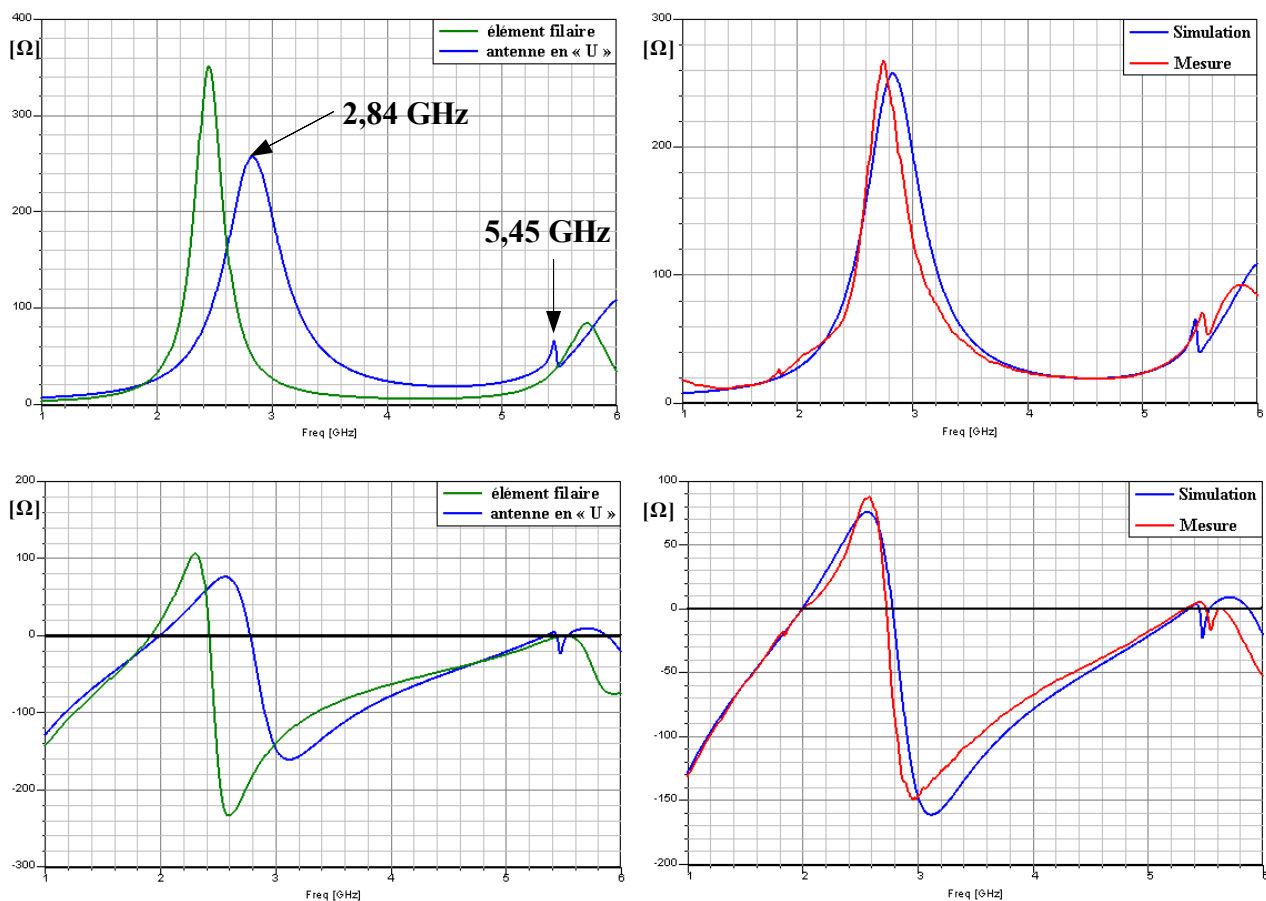


Figure 2.21: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

Nous pouvons retrouver théoriquement les fréquences de résonances en utilisant la formule 19. Nous considérons que la longueur des brins de l'antenne en « U » sont de $39,3 + 2,25 = 41,55 \text{ mm}$ pour le premier brin et $38,3 + 2,25 = 40,55 \text{ mm}$ pour le second, les 2,25 mm correspondant à la moitié de la longueur de la base du « U » car l'antenne est alimentée en son centre.

Donc nous obtenons avec la formule 19 $f = \frac{c}{4l}$

– pour le mode fondamental

$f_{1 \text{ théorique}} = 1,805 \text{ GHz}$ pour le brin 1 et $f_{2 \text{ théorique}} = 1,850 \text{ GHz}$ pour le brin 2 de l'antenne.

– pour le mode supérieur qui correspond à trois fois le mode fondamental

$f_{3 \text{ théorique}} = 5,415 \text{ GHz}$ pour le brin 1 et $f_{4 \text{ théorique}} = 5,549 \text{ GHz}$ pour le brin 2 de l'antenne.

Pour la bande autour des 2 GHz, il est normal de n'observer (**Fig. 2.20**) qu'une seule bande de fréquence car les modes fondamentaux associés à chacun des brins de l'antenne sont très rapprochés et donc confondus. En ce qui concerne les deuxièmes fréquences de travail de l'antenne en « U », elles restent proches mais sont trois fois plus écartés l'une de l'autre que pour les fréquences fondamentales. Cela permet de mettre en évidence deux résonances non confondues mais proches dans la bande de fréquence entre 5 et 6 GHz. L'intersection de celles-ci crée un point d'inflexion.

L'ajout d'un second élément permet d'élargir la bande à la fois dans les bandes basses et hautes. Dans ce cas précis, la largeur de la bande a doublé car elle augmente d'environ 56,5 % dans la bande basse et 51,7 % dans la bande haute. La fréquence basse f_1 est proche du standard Bluetooth mais ne couvre pas sa bande. L'écart faible entre les deux fréquences hautes f_2 et f_3 permet quant à lui de couvrir toute la bande du standard WLAN à la fois à la norme Hiperlan et la norme IEEE. Cette antenne respecte toutes les contraintes imposées par le cahier des charges, en terme de largeur de bandes passantes.

L'impédance d'entrée en terme de partie imaginaire (**Fig. 2.21**) montre un décalage vertical des courbes qui est sûrement dû aux deux brins de l'antenne en « U » qui sont disposés parallèlement et créent ainsi une composante capacitive.

2.3. Gains de la composante principale E_θ

Nous nous intéressons aux diagrammes de rayonnement simulés des gains E_θ dans le plan azimutal pour $\theta = 90^\circ$ (plan x-y) et dans deux plans en élévation, pour $\varphi = 0^\circ$ (plan x-z) et $\varphi = 90^\circ$ (plan y-z) pour les trois fréquences de résonance (**Fig. 2.22 à 2.24**).

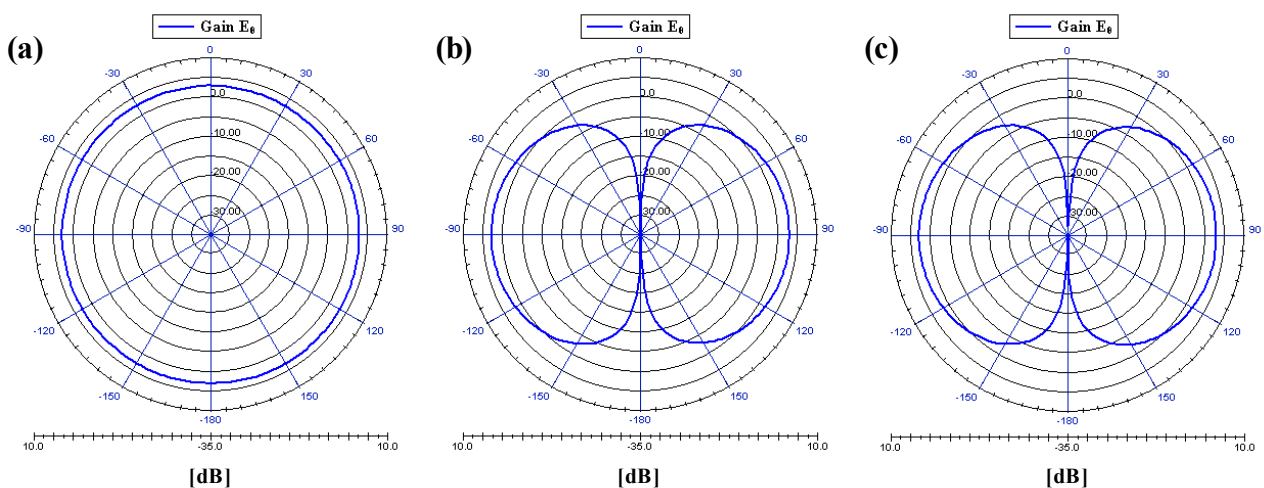


Figure 2.22: Gains E_θ à la fréquence 2,08 GHz
(a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

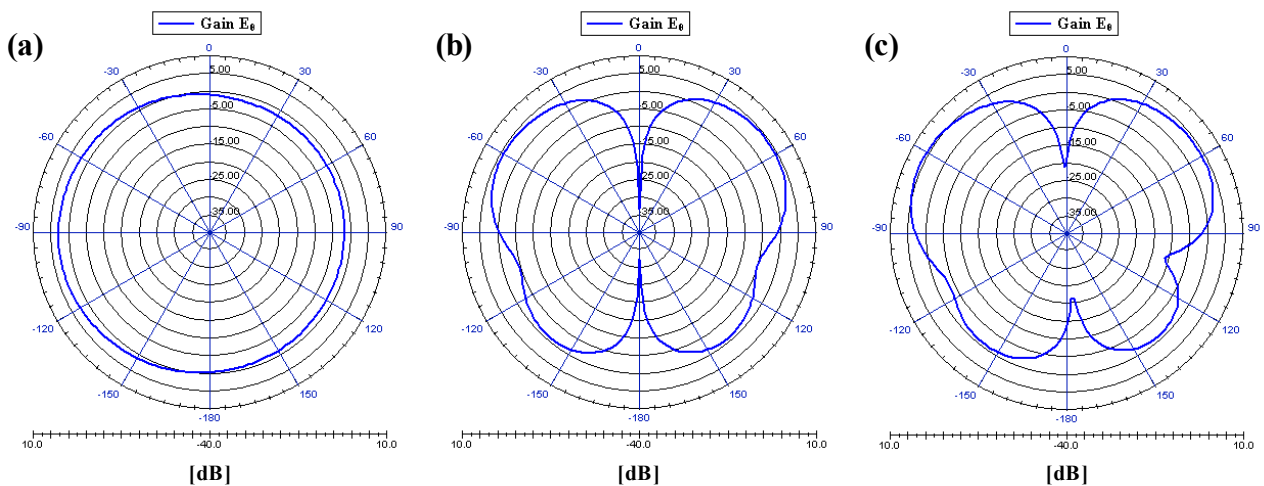


Figure 2.23: Gains E_0 à la fréquence 5,40 GHz
(a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

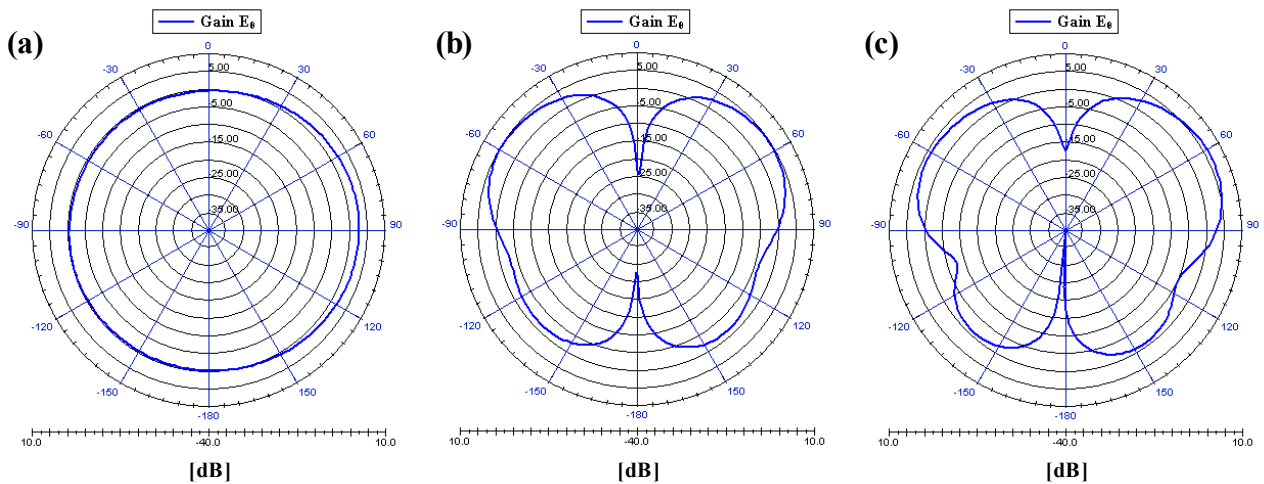


Figure 2.24: Gains E_0 à la fréquence 5,55 GHz
(a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

Les performances en gain sont données dans le tableau suivant :

	Gain E_0 max [dB]	Gain E_0 min [dB]
$f_1 = 2,08$	2,9	2,8
$f_2 = 5,40$	2,8	-2,0
$f_3 = 5,55$	2,6	-0,8

Tableau 2.5: Gains E_0 de l'antenne en « U » dans le plan azimutal

En règle générale, l'antenne en « U » présente un gain inférieur comparé à l'élément bifilaire (**annexe I tableau I.3**) fixé sur une languette horizontale. Cette différence peut aller de quelques dixièmes à 2 dB selon la fréquence.

La structure de l'antenne n'autorise pas l'identification d'un élément comme étant directeur ou réflecteur, car les deux éléments filaires sont quasiment identiques, il n'y a pas d'augmentation du

gain comme dans le cas des antennes Yagi-Uda (le champ électromagnétique rayonné par une antenne Yagi dans une direction donnée sera la somme des champs rayonnés par chacun des éléments qui la composent). Aux deux fréquences hautes, nous observons un léger décalage du gain dans le plan x-y. Pour la fréquence la plus élevée (5,55 GHz) nous assistons à un décalage du gain du côté du brin le plus court et une atténuation relative du gain du côté du brin le plus long, et vice versa à la fréquence 5,40 GHz. Par conséquent l'antenne devient un peu plus directive par le fait que l'élément bifilaire n'est pas centré par rapport à la position de l'alimentation.

➤ Comparaison entre les gains E_θ et E_ϕ simulés et mesurés

Nous avons également choisi de comparer les gains E_θ et E_ϕ simulés et mesurés aux fréquences où l'on obtient la meilleure adaptation, c'est-à-dire où l'on a un minimum de S_{11} (**Fig. 2.25 et 2.27**). Nous remarquons une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Comme dans le cas de l'élément bifilaire, nous avons un décalage d'amplitude de 1 à 5 dB qui est dû aux erreurs de mesure, et aussi aux imprécisions de réalisation de l'antenne.

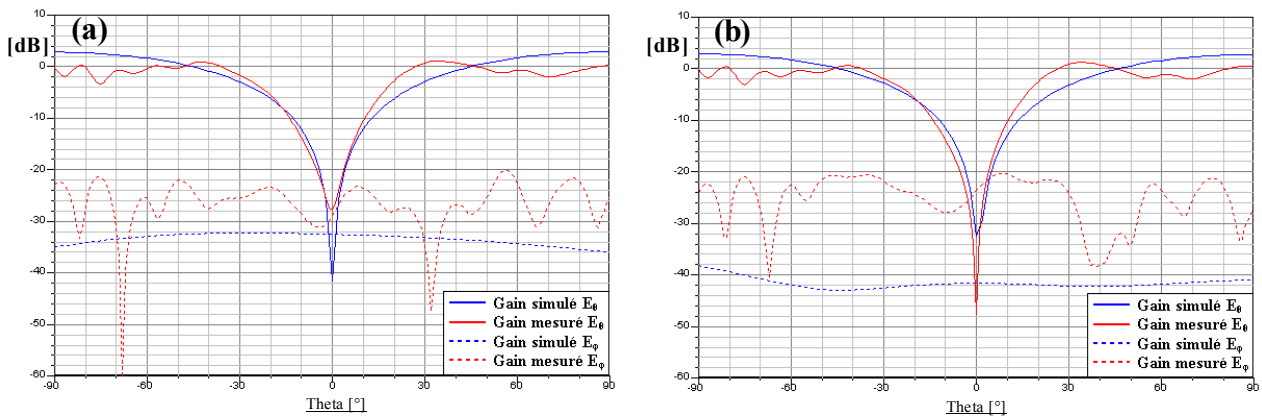


Figure 2.25: Gains E_θ et E_ϕ simulés à 2,08 GHz et mesurés à 2,10 GHz

(a) plan x-z
(b) plan y-z

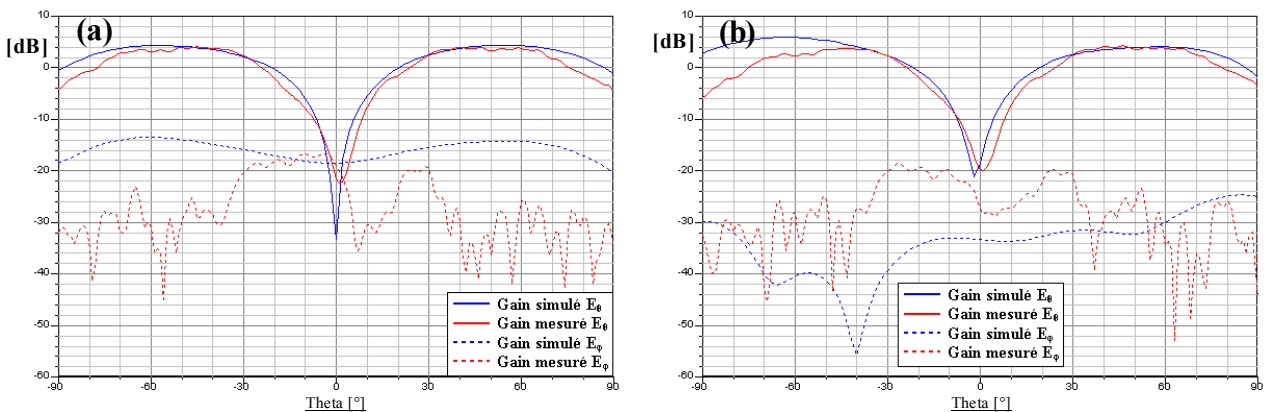


Figure 2.26: Gains E_θ et E_ϕ simulés à 5,40 GHz et mesurés à 5,41 GHz

(a) plan x-z
(b) plan y-z

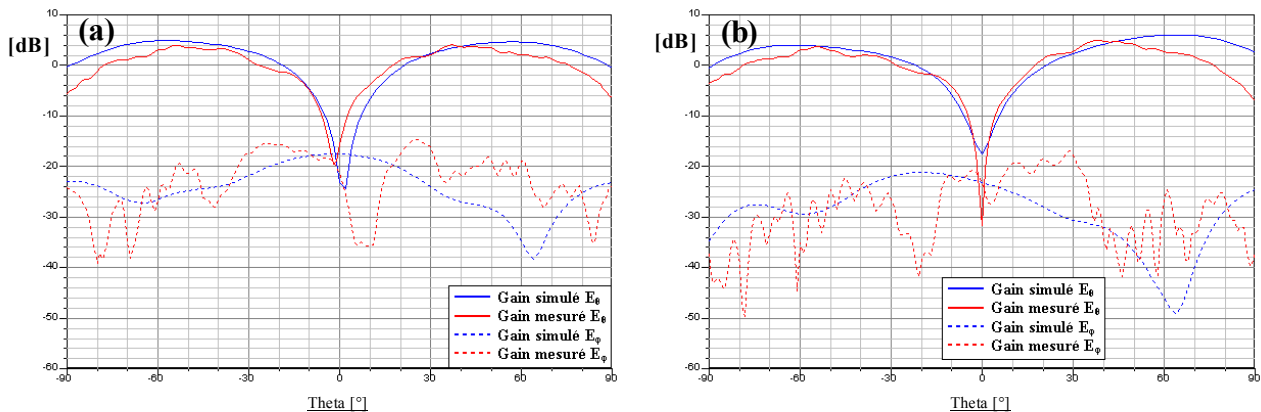


Figure 2.27: Gains E_θ et E_ϕ simulé à 5,55 GHz et mesuré à 5,59 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

2.4. Étude paramétrique

Nous effectuons une étude paramétrique qui nous permettra de mieux connaître le fonctionnement de l'antenne. Les variations des différentes variables ne sont pas λ dépendantes. Nous considérerons seulement trois variables car la structure de l'antenne est simplifiée, comparée à celle de l'élément bifilaire (**annexe I**). Les parties imaginaires ainsi que les valeurs numériques de cette étude sont rapportées en **annexe II**.

2.4.1. Influence de la différence relative de longueur Δl entre les deux brins de l'antenne en « U »

Nous faisons tout d'abord varier la différence relative Δl entre les deux brins de l'antenne en « U » en modifiant la longueur de l'un des deux. C'est le paramètre le plus influant sur le comportement de l'antenne (**Fig. 2.28 et 2.29**). Le pas est de 1 mm. On observe que plus cette différence relative augmente, plus l'écart des deux fréquences f_1 et f_2 d'une part, et f_3 et f_4 d'autre part est important pour chacune des deux bandes avec le point d'inflexion qui se désadapte petit à petit. Dans la bande haute cet écart augmente plus rapidement que dans la bande basse.

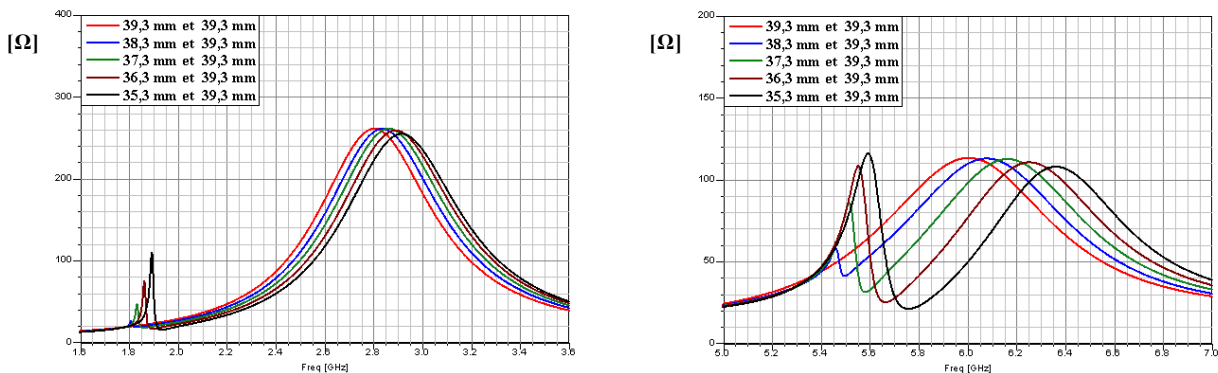


Figure 2.28: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δl (l_1)

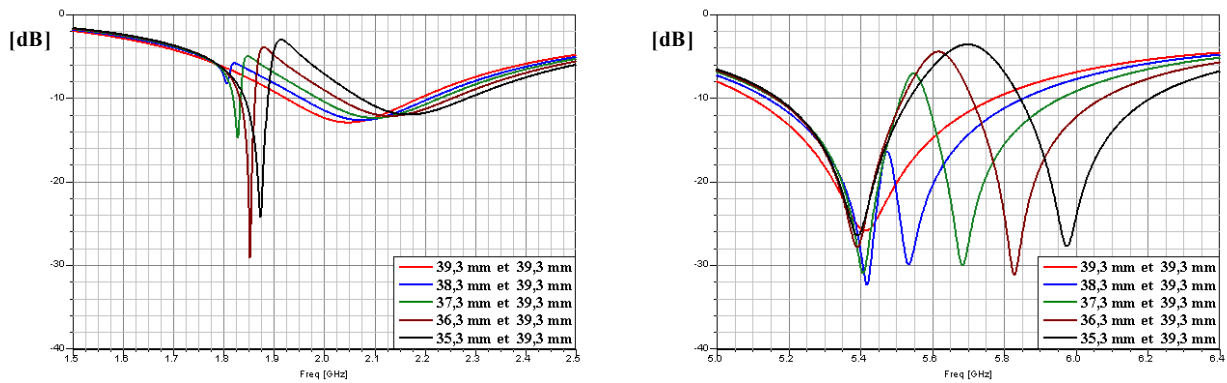


Figure 2.29: Coefficient de réflexion s_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δl (l_1)

2.4.2. Influence de la longueur $L_{\text{languette}}$ de la languette horizontale

Nous faisons varier maintenant la longueur de la languette horizontale qui est la base de l'antenne en « U » (Fig. 2.30 et 2.31). Quand on augmente sa longueur, l'antenne reste centrée par rapport à l'alimentation. Le pas est de 0,5 mm.

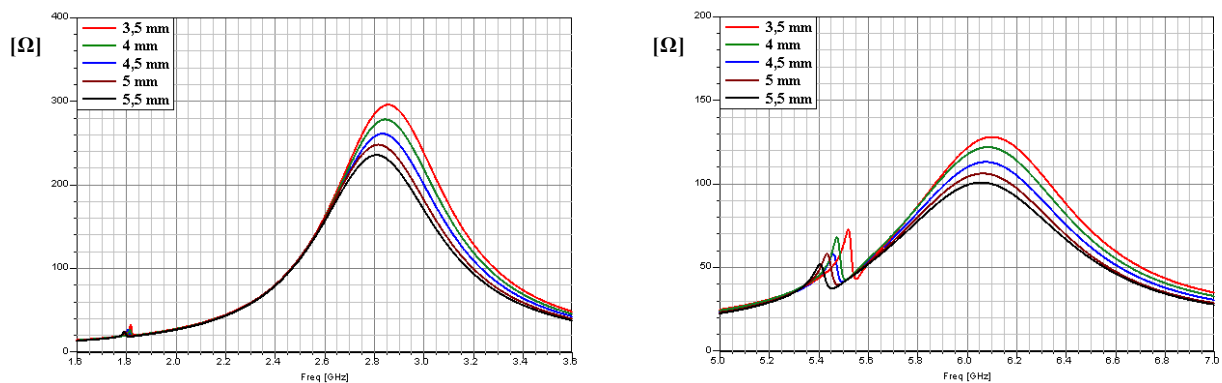


Figure 2.30: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $L_{\text{languette}}$

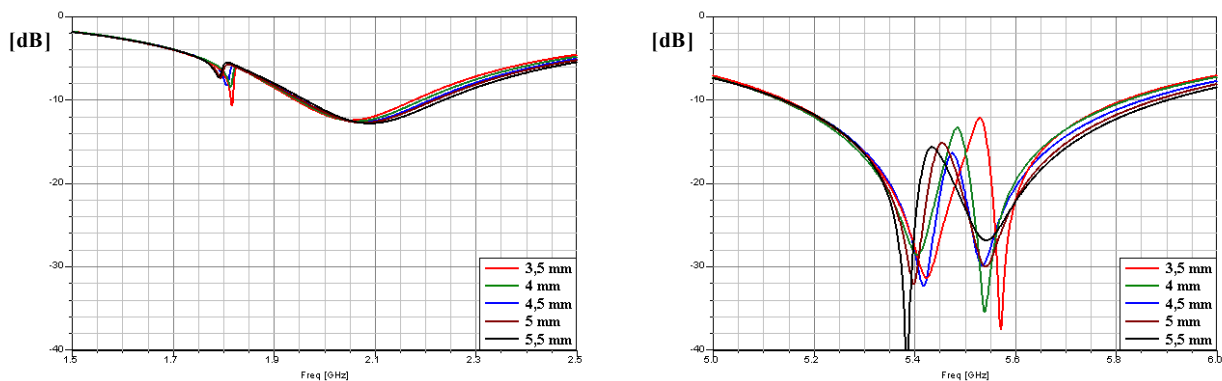


Figure 2.31: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $L_{\text{languette}}$

La bande basse n'est pas très affectée par cette variable. C'est dans la bande haute où l'adaptation de l'antenne est affectée. En effet, nous remarquons qu'en augmentant cette longueur, la fréquence de travail f_3 diminue très légèrement et son adaptation s'améliore. En contrepartie, la fréquence de travail f_4 diminue plus nettement et tend à une moins bonne adaptation. En règle générale, quand la longueur de la languette augmente, la longueur de l'antenne en « U » augmente aussi, d'où une diminution des fréquences de travail.

2.4.3. Influence de la largeur l de l'antenne en « U »

Nous faisons aussi varier la largeur de l'antenne en « U » qui correspond à la largeur globale de l'antenne (**Fig. 2.32 et 2.33**). Le pas est de 0,5 mm. Si cette variable augmente, les trois bandes se déplacent en fréquence. Lorsque l augmente, les fréquences de travail augmentent en obtenant une meilleure adaptation et toutes les bandes passantes s'élargissent. Cette variable permet donc de contrôler la largeur des bandes basse et haute ainsi que l'adaptation. Dans la bande haute, les deux bandes distinctes BP₃ et BP₄ se confondent pour créer une seule « large » bande.

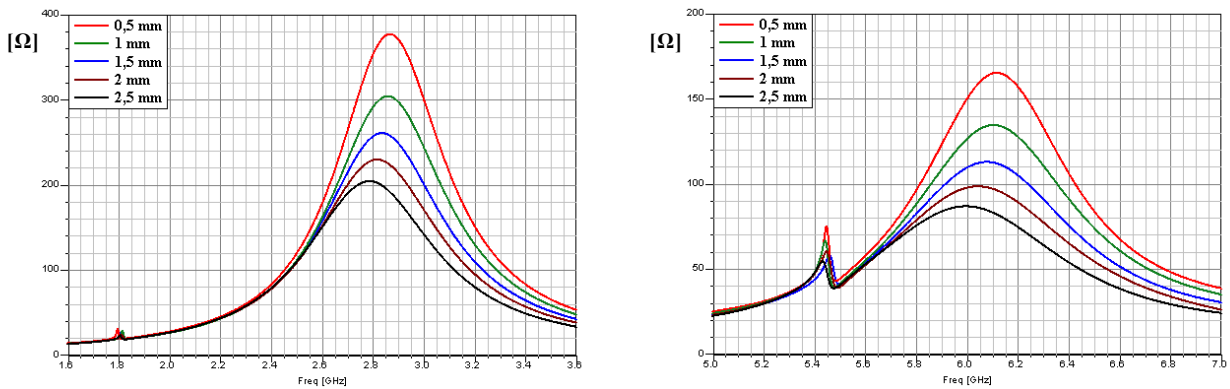


Figure 2.32: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l

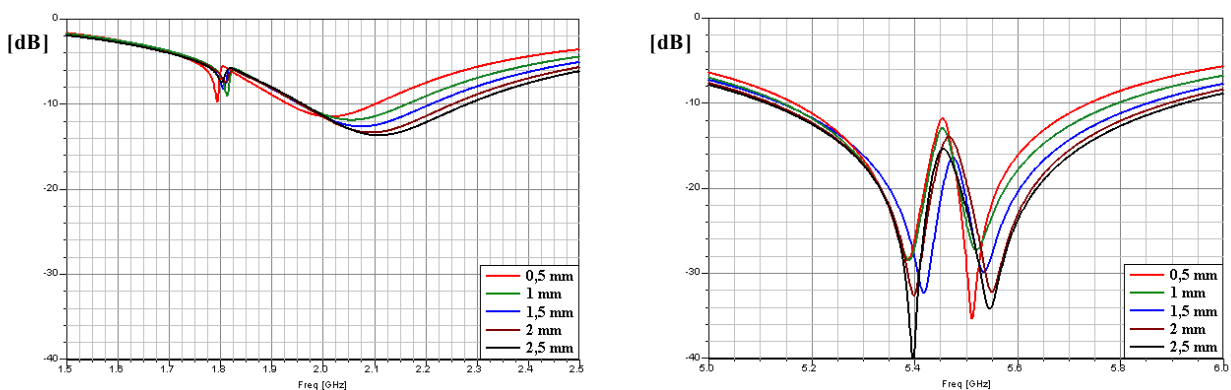


Figure 2.33: Coefficient de réflexion s_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l

2.5. Conclusions

L'antenne en « U » couvre grâce à la présence des deux brins, les trois bandes du standard WLAN à la norme Hiperlan et à la norme IEEE. Cependant elle ne permet pas de couvrir la bande Bluetooth. Il est nécessaire d'ajouter encore un autre élément pour déplacer la bande basse jusqu'à la bande Bluetooth sans perturber son fonctionnement dans la bande haute entre 5 et 6 GHz. L'étude paramétrique montre que l'antenne est sensible à la longueur de ses deux brins pour le placement en fréquence et à sa largeur pour obtenir les bandes passantes désirées. Par la suite, nous ajouterons un autre élément à l'antenne pour déplacer la bande basse jusqu'à la bande Bluetooth.

3. Adaptation de la bande Bluetooth

Avec l'antenne précédente, la bande du standard WLAN est totalement couverte, mais la bande qui pose encore problème est celle du standard Bluetooth. Pour adapter cette bande, nous ajoutons un nouvel élément à la structure de l'antenne. Cet élément est une cavité qui entoure l'antenne en « U ». Dans cette partie, nous étudierons le rôle de la cavité, et les performances qu'elle apporte à l'antenne.

3.1. Description de la géométrie de l'antenne

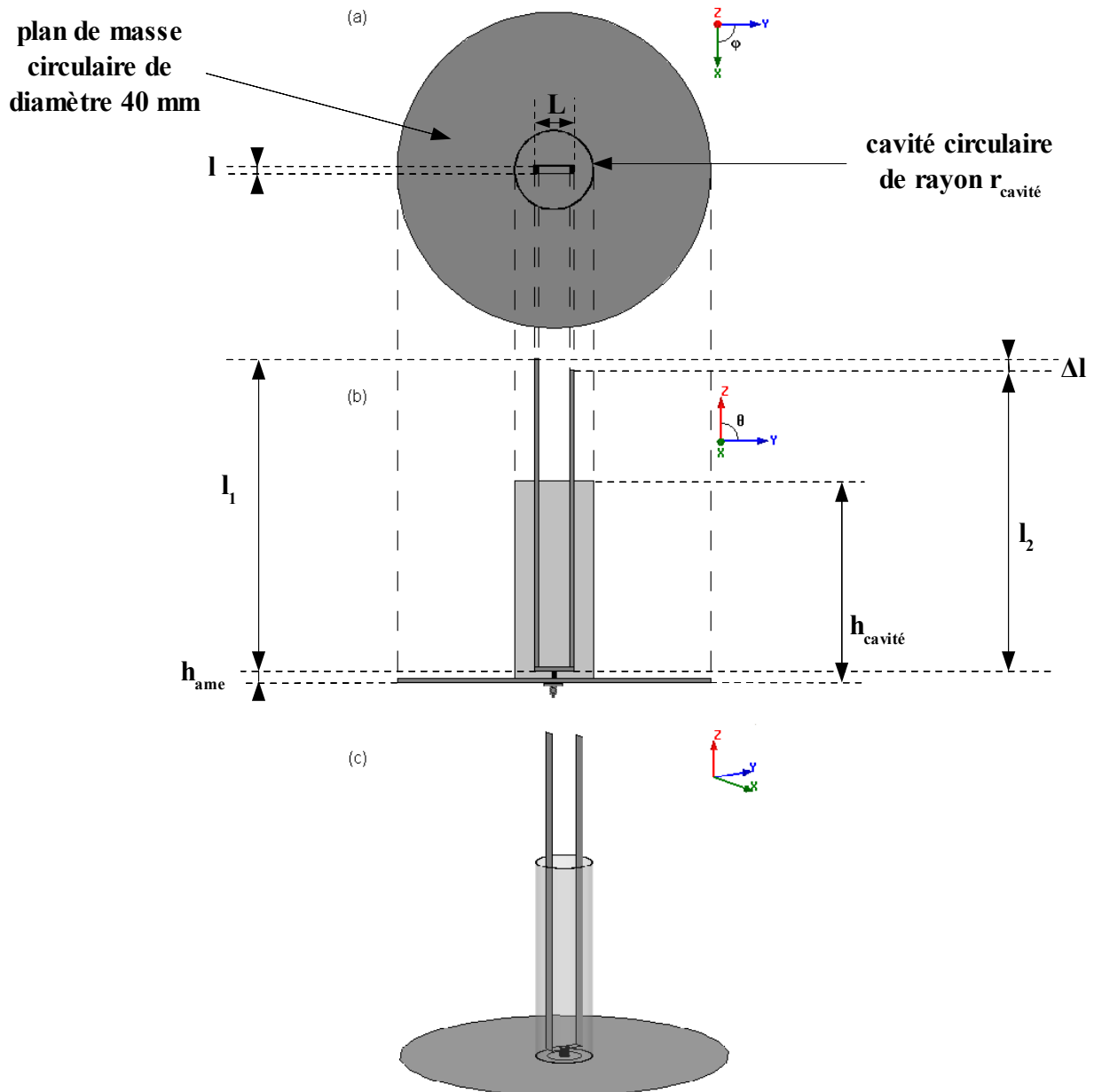


Figure 2.34: Géométrie de l'antenne en « U » entourée d'une cavité
(a) vue de dessus, (b) vue de face, (c) vue 3D

➤ Caractéristiques de l'antenne

l_1	l_2	L	l	$h_{\text{cavité}}$	$r_{\text{cavité}}$	h_{ame}
39,3 mm	38,3 mm	4,5 mm	1,5 mm	24 mm	4,5 mm	1 mm

Tableau 2.6: Caractéristiques de l'antenne en « U » entourée d'une cavité

La **figure 2.34** présente la structure de l'antenne. C'est la même antenne que dans l'étude précédente (cf annexe I) mais nous ajoutons une cavité de rayon $r_{\text{cavité}}$ et d'une hauteur $h_{\text{cavité}}$ autour de l'antenne « U ».

➤ Réalisation

Un prototype (**Fig. 2.35**) a été réalisé.

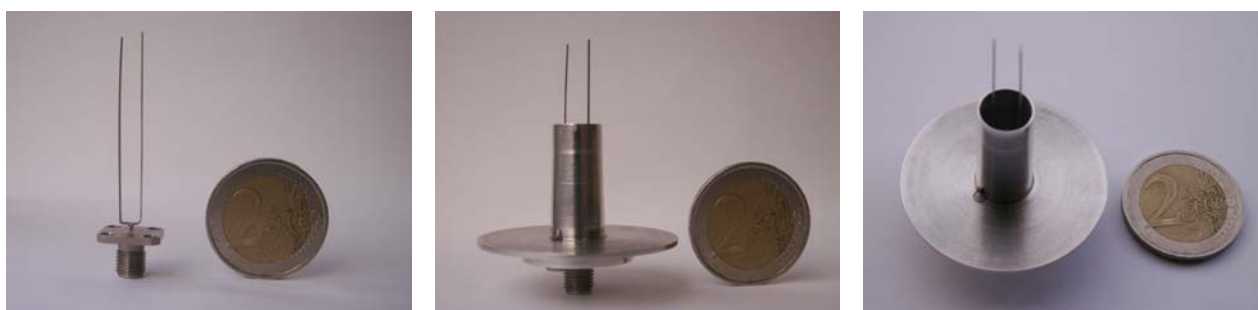


Figure 2.35: Photos de l'antenne en « U » entourée d'une cavité

3.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

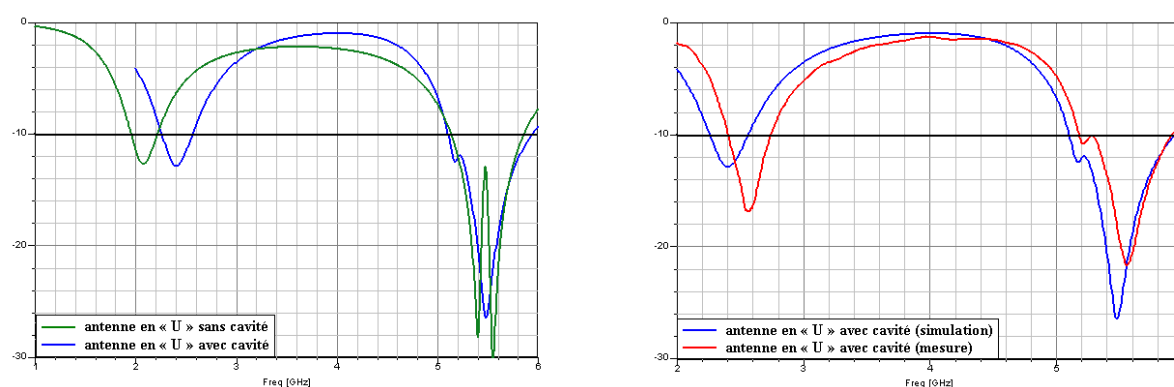


Figure 2.36: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

Les performances en adaptation de l'antenne sont données dans le **tableau 2.7**. Les courbes simulée et mesurée (**Fig. 2.36**) ont la même allure. La mesure montre un décalage fréquentiel dans les deux bandes ce qui induit une couverture légèrement insuffisante de toute la bande nécessaire au Bluetooth [2,4-2,5] GHz et WLAN [5,15-5,875] GHz. Il manque environ 4 MHz pour la bande Bluetooth et 32 MHz pour la bande WLAN. Nous obtenons une bande passante plus grande en mesure dans la bande basse mais plus petite dans la bande haute.

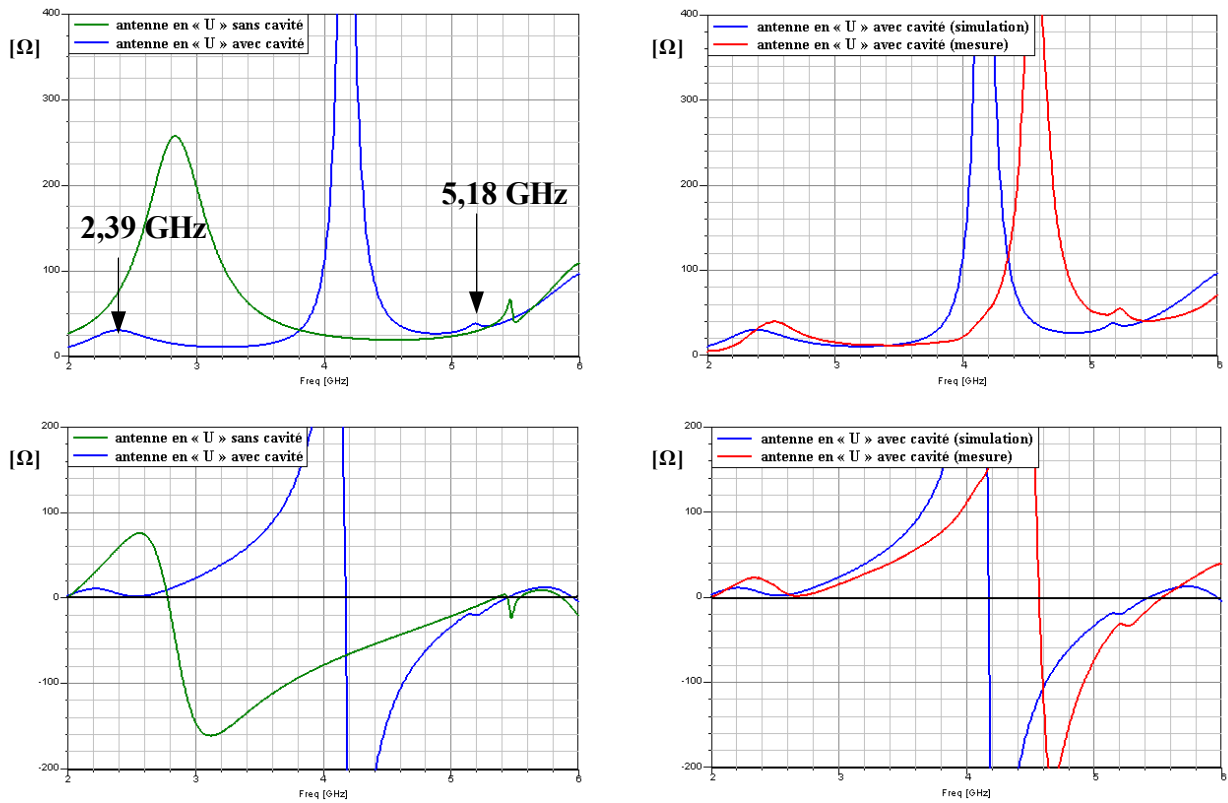


Figure 2.37: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

		Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re [Ω]	Im [Ω]	BP [MHz]
Simulation	Bande basse	$f_1 = 2,40$	-12,84	30,5	5,3	[2260-2559] = 299
	Bande haute	$f_2 = 5,48$	-26,42	44,7	3,4	[5102-5935] = 833
Mesure	Bande basse	$f_{1\text{mesure}} = 2,57$	-16,80	38,9	6,5	[2404-2742] = 338
	Bande haute	$f_{2\text{mesure}} = 5,56$	-21,65	42,7	2,5	[5182-5912] = 730

Tableau 2.7: Adaptation de l'antenne en « U » entourée d'une cavité

		Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re [Ω]	Im [Ω]
Simulation	Bande basse	$f_{\text{Bluetooth}} = 2,45$	-12,48	29,5	3,4
	Bande haute	$f_{\text{WLAN } 1} = 5,25$	-12,26	35,3	-16,5
		$f_{\text{WLAN } 2} = 5,60$	-18,74	54,3	9,7
		$f_{\text{WLAN } 3} = 5,78$	-12,58	73,3	12,3
Mesure	Bande basse	$f_{\text{Bluetooth}} = 2,45$	-11,89	36,7	18,2
	Bande haute	$f_{\text{WLAN } 1} = 5,25$	-10,41	55,1	-33,0
		$f_{\text{WLAN } 2} = 5,60$	-20,65	44,0	6,4
		$f_{\text{WLAN } 3} = 5,78$	-13,02	50,9	23,2

Tableau 2.8: Adaptation de l'antenne en « U » entourée d'une cavité aux fréquences centrales Bluetooth et WLAN

3.3. Gains de la composante principale E_θ

Nous nous intéressons aux diagrammes de rayonnement simulés des gains E_θ dans le plan azimutal pour $\theta = 90^\circ$ (plan x-y) et dans deux plans en élévation, pour $\varphi = 0^\circ$ (plan x-z) et $\varphi = 90^\circ$ (plan y-z) pour les deux fréquences de travail (**Fig. 2.38 et 2.39**). Les performances en gain de cette antenne sont répertoriées dans les **tableaux 2.9**.

	Gain E_θ max [dB]	Gain E_θ min [dB]
$f_1 = 2,40$	4,9	4,4
$f_3 = 5,48$	0,9	-1,3

Tableau 2.9: Gains E_θ de l'antenne en « U » entourée d'une cavité dans le plan azimutal

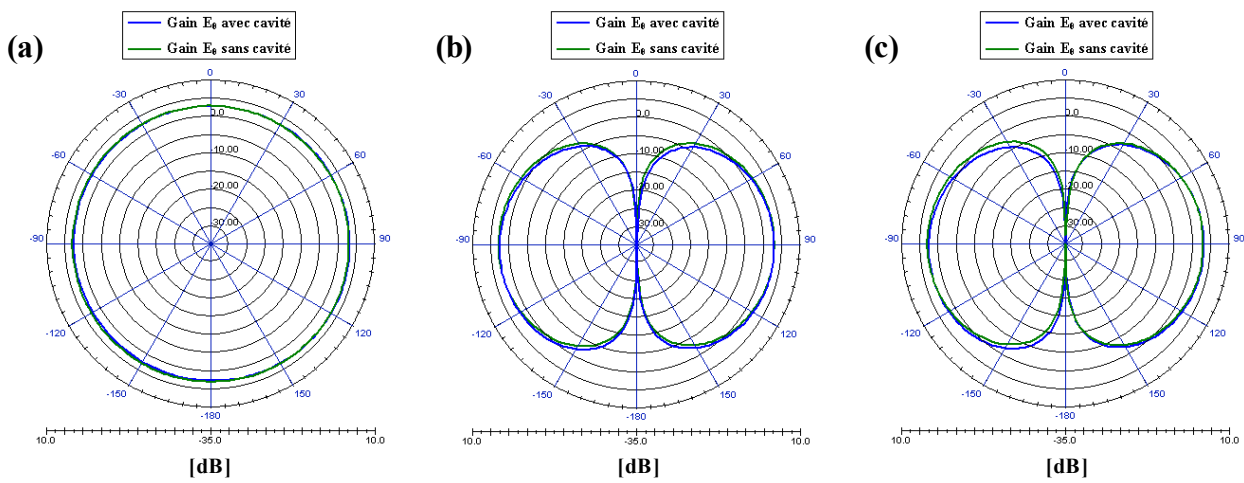


Figure 2.38: Gains E_θ aux fréquences 2,08 GHz (sans cavité) et 2,40 GHz (avec cavité) (a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

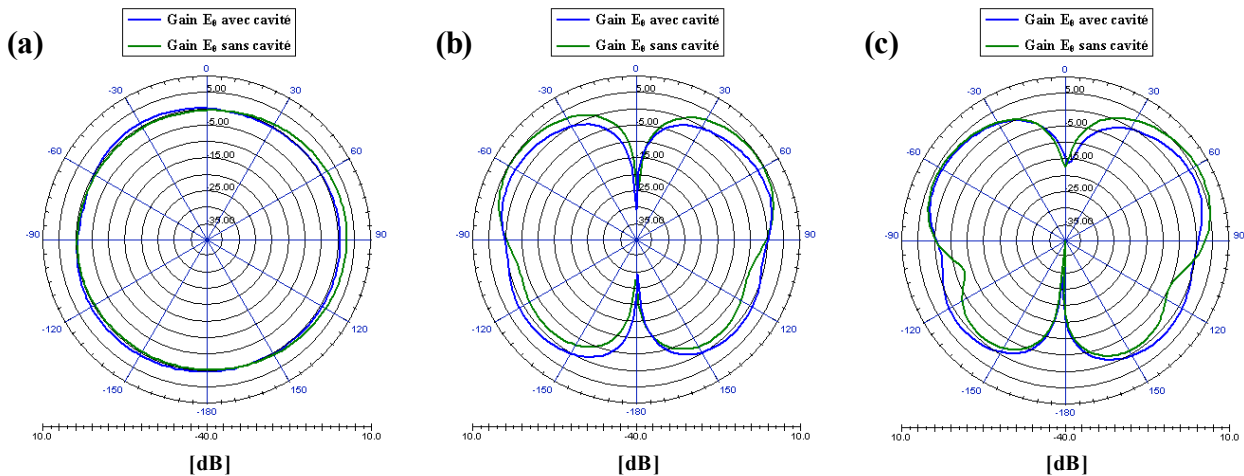


Figure 2.39: Gains E_θ aux fréquences 5,55 GHz (sans cavité) et 5,48 GHz (avec cavité) (a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

Par rapport à l'élément bifilaire entouré aussi d'une cavité (**Annexe I**), l'antenne présente un gain plus faible dans la bande WLAN de quelques dixièmes à 2 dB. Mais la bande Bluetooth possède un

gain plus élevé d'environ 1 dB. Le rayonnement est toujours dipolaire dans les plans en élévation (x-z et y-z) dans la bande Bluetooth et quasiment omnidirectionnel dans le plan en azimut (x-y) dans les bandes WLAN. L'ajout d'une cavité ne perturbe pas les performances en gain de l'antenne, elle contribue à ramener la bande basse dans la bande Bluetooth.

➤ Comparaison entre les gains E_θ et E_ϕ simulés et mesurés

Nous comparons les gains E_θ et E_ϕ simulés et mesurés aux fréquences où l'on obtient la meilleure adaptation, c'est-à-dire où l'on a un minimum de S_{11} (Fig. 2.40 et 2.41). Nous remarquons une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Comme dans le cas de l'élément bifilaire, nous avons un décalage d'amplitude de 1 à 5 dB qui est dû aux erreurs de mesure, et aussi aux imprécisions de réalisation de l'antenne.

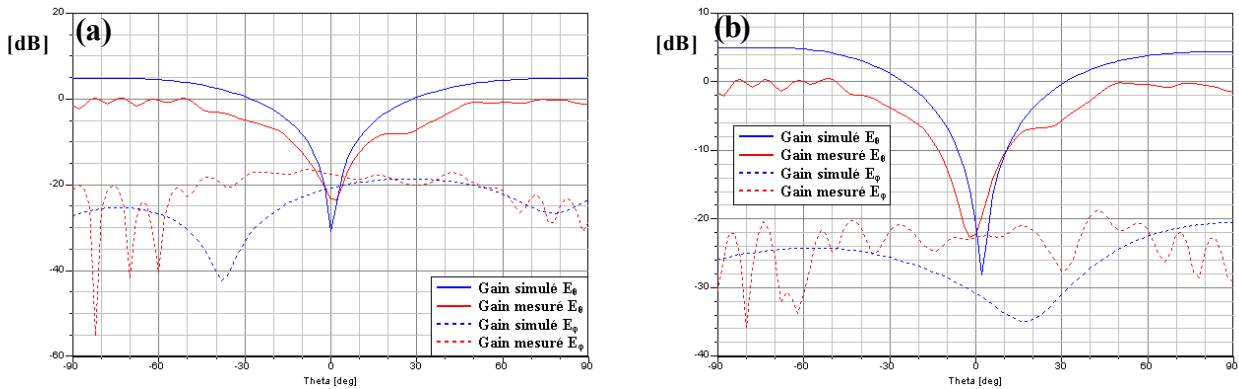


Figure 2.40: Gains E_θ et E_ϕ simulés à 2,40 GHz et mesurés à 2,55GHz

(a) plan x-z
(b) plan y-z

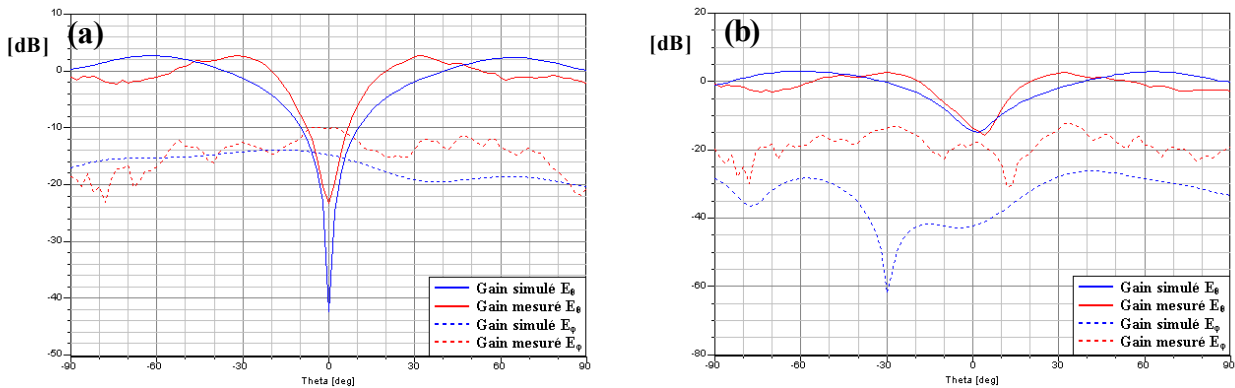


Figure 2.41: Gains E_θ et E_ϕ simulés à 5,48 GHz et mesurés à 5,54 GHz

(a) plan x-z
(b) plan y-z

3.4. Étude paramétrique

Nous effectuons une étude paramétrique car cette structure est envisagée pour être combinée avec l'antenne en polarisation circulaire. Contrairement aux autres études paramétriques précédentes, nous allons cette fois observer le rôle de la cavité.

3.4.1. Influence de la différence relative de longueur Δl entre les deux bras

On fait varier la différence relative de longueur Δl entre les deux bras de l'antenne repliée en « U » (**Fig. 2.42 et 2.43**). Le pas est de 1 mm. Quand cette différence augmente, la bande basse se désadapte progressivement entraînant une diminution de la bande. Dans la bande entre 5 et 6 GHz, les deux fréquences de travail des modes 3 associées à chacun des bras se séparent peu à peu, entraînant une désadaptation du point d'inflexion qui crée deux bandes de fréquences distinctes.

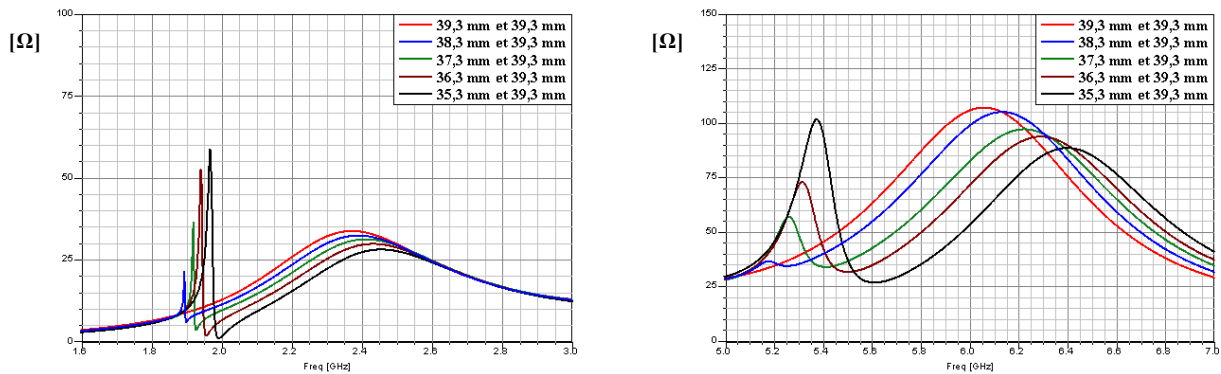


Figure 2.42: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δl (l_1)

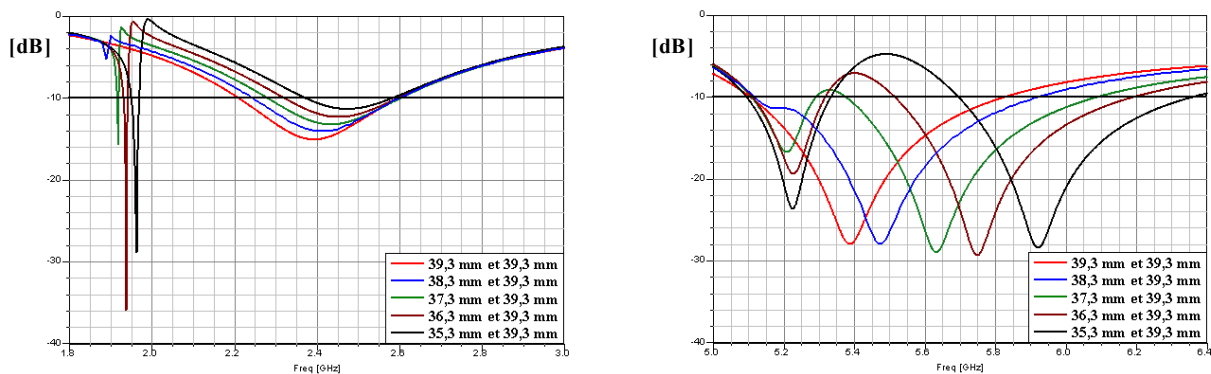


Figure 2.43: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δl (l_1)

3.4.2. Influence de la hauteur de la cavité $h_{cavité}$

On fait varier maintenant la hauteur de la cavité aérienne $h_{cavité}$ (**Fig. 2.44 et 2.45**). Le pas est de 1 mm. Quand elle augmente la bande basse se désadapte aussi progressivement entraînant toujours une diminution de la bande, mais la fréquence de travail varie très peu. En contrepartie, la bande haute entre 5 et 6 GHz augmente significativement. La hauteur de la cavité est une variable plutôt liée aux fréquences hautes qui permet d'augmenter la fréquence de travail tout en augmentant aussi sa bande de fréquence.

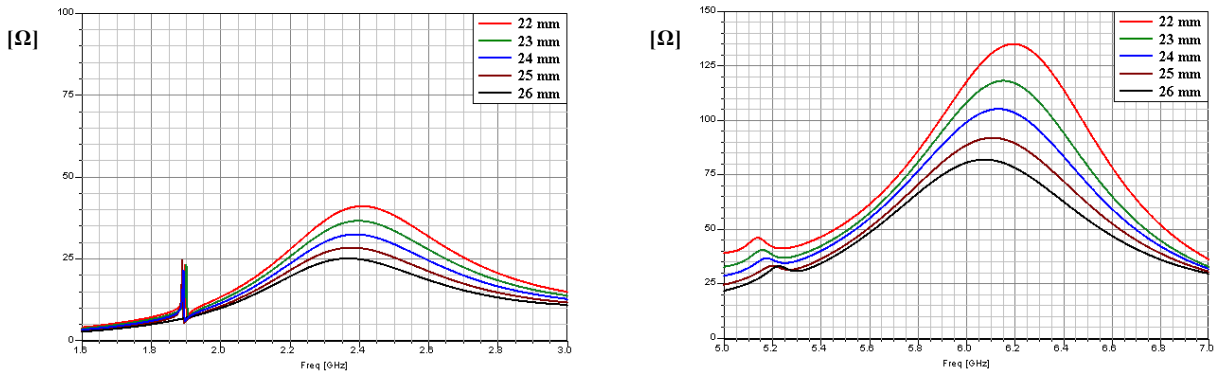


Figure 2.44: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $h_{\text{cavité}}$

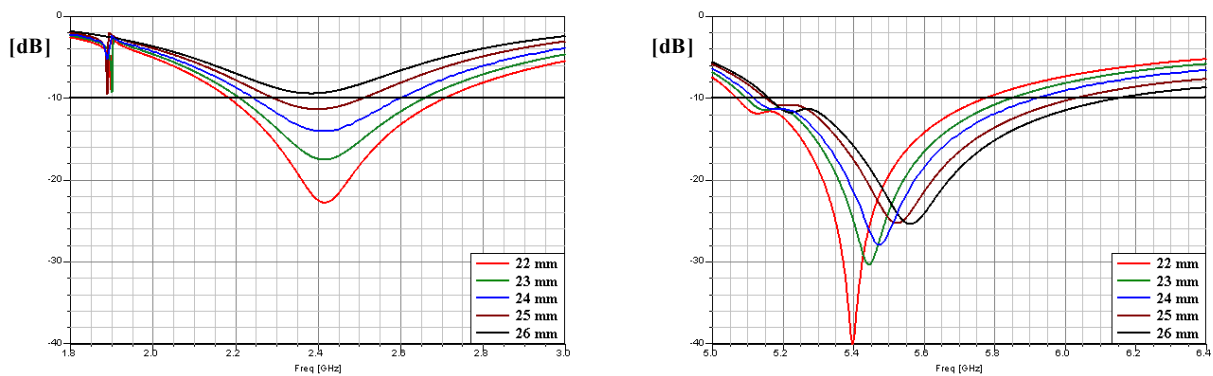


Figure 2.45: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $h_{\text{cavité}}$

3.4.3. Influence du rayon de la cavité $r_{\text{cavité}}$

On fait varier l'autre variable significative de la cavité qui est son rayon $r_{\text{cavité}}$ (Fig. 2.46 et 2.47). Le pas est de 0,5 mm. Quand cette variable augmente, la fréquence dans la bande Bluetooth augmente en s'adaptant mieux, on obtient donc une plus large bande passante. La fréquence haute augmente aussi mais plus lentement, sa bande n'est pas très affectée. Contrairement à la variable précédente $h_{\text{cavité}}$, cette variable $r_{\text{cavité}}$ permet plutôt de contrôler la fréquence de travail basse.

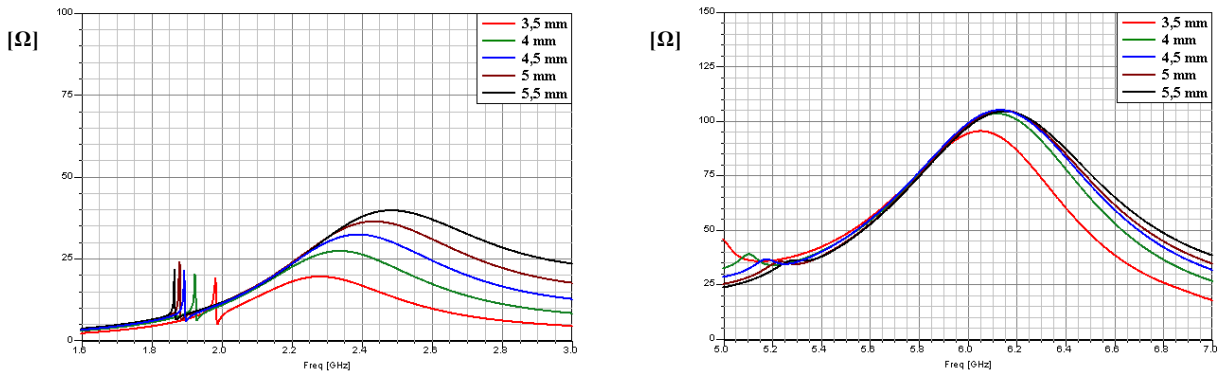


Figure 2.46: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $r_{\text{cavité}}$

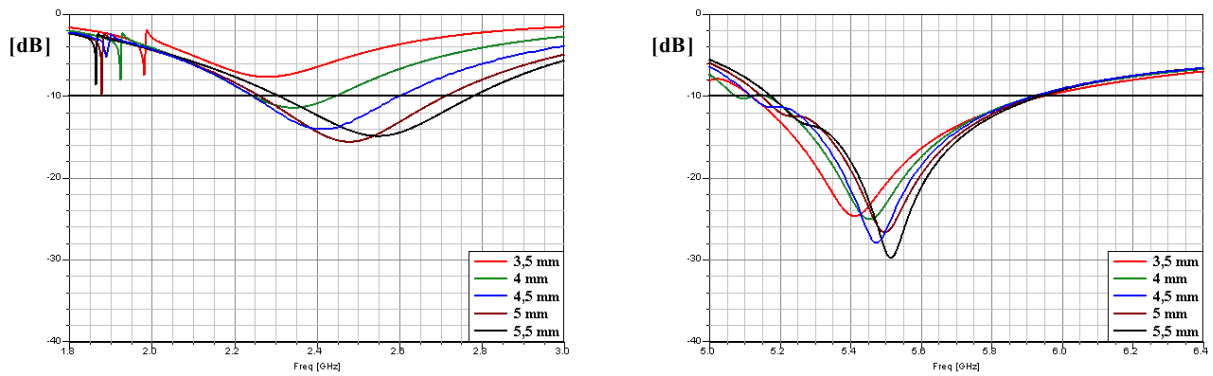


Figure 2.47: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $r_{\text{cavité}}$

3.4.4. Influence de la longueur L de la base de l'antenne en « U »

On fait varier maintenant la longueur L de la base de l'antenne en « U » (Fig. 2.48 et 2.49). Le pas est de 0,5 mm. Quand on augmente L , les fréquences de travail ne varient quasiment pas (tableau 2.26) (elles diminuent très légèrement) mais cette variable agit sur l'adaptation de l'antenne aux deux fréquences. Elle devient meilleure pour la bande haute et moins bonne pour la bande basse. Les bandes passantes évoluent dans le même sens que l'adaptation.

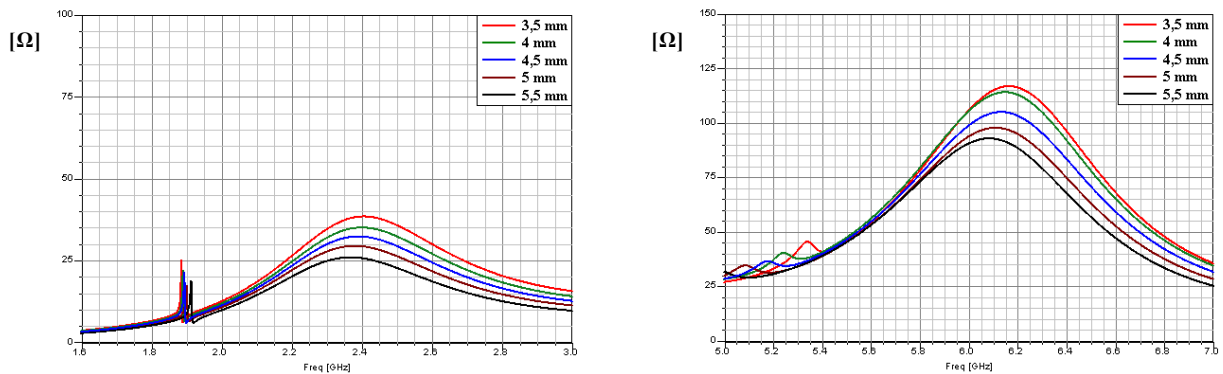


Figure 2.48: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L

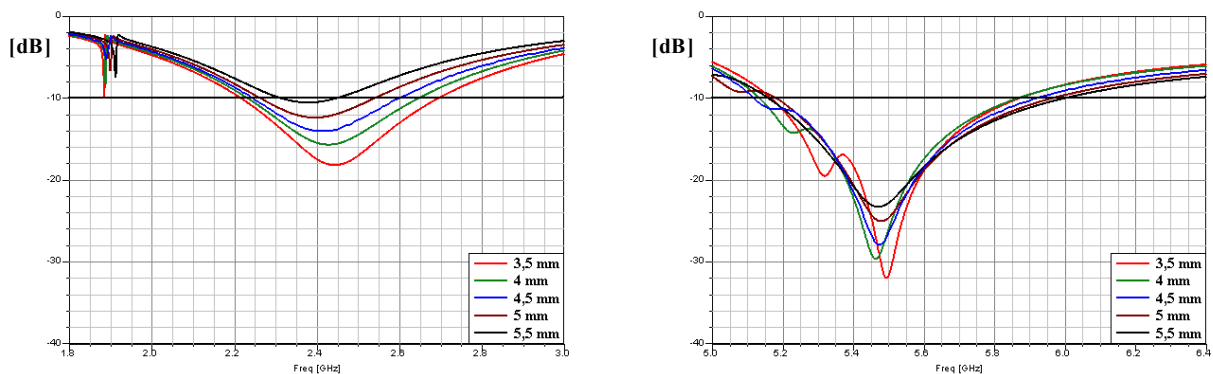


Figure 2.49: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L

3.4.5. Influence de la largeur l de l'antenne en « U »

Le dernier paramètre que nous avons fait varier est la largeur l de l'antenne en « U » (Fig. 2.50 et 2.51). Le pas est de 0,5 mm. Quand la largeur de l'antenne augmente, nous constatons que la bande haute augmente au détriment de la bande basse qui diminue. Les fréquences de résonances diminuent légèrement car la surface générale de l'antenne augmente.

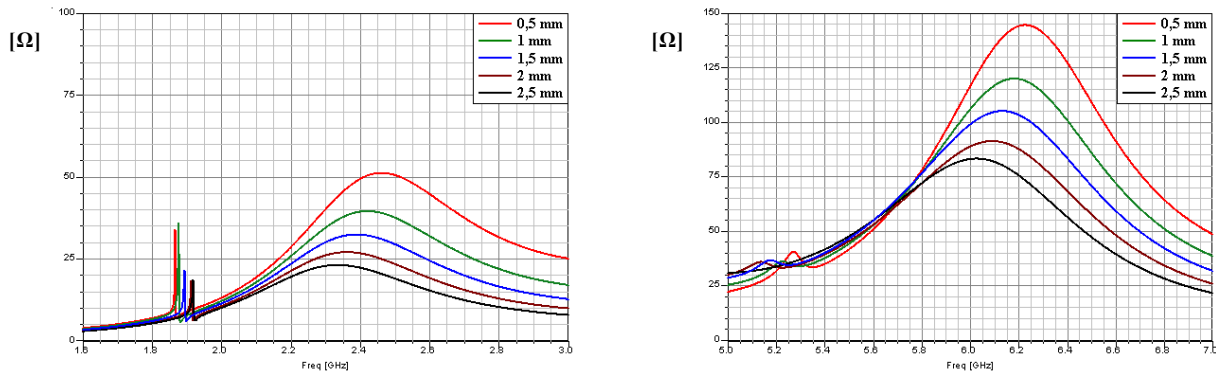


Figure 2.50: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l

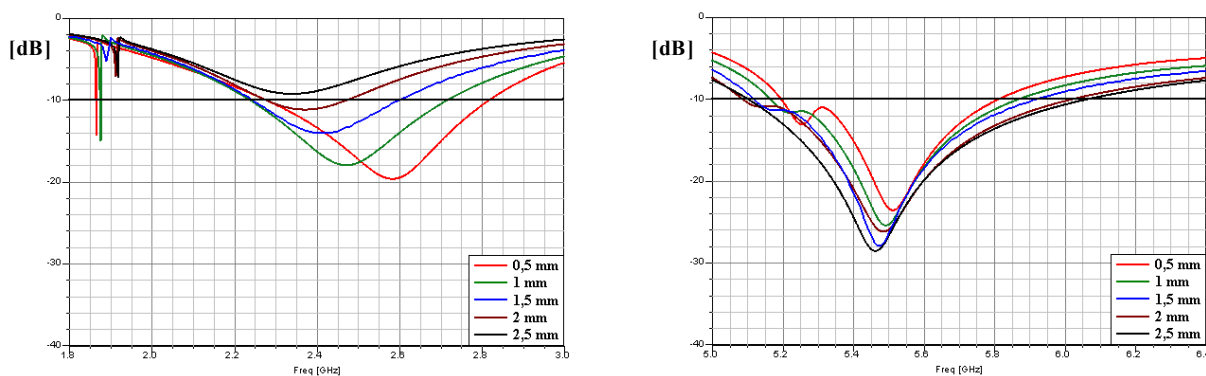


Figure 2.51: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l

3.5. Conclusions

Dans cette deuxième approche, l'ajout d'une cavité autour de l'antenne en « U » a permis de ramener la bande de fréquence basse jusque dans la bande Bluetooth, tout en conservant relativement les performances en adaptation et en gain de l'antenne dans la bande haute entre 5 et 6 GHz. Nous avons conservé un rayonnement dipolaire à la fréquence Bluetooth et un rayonnement quasiment omnidirectionnel aux fréquences WLAN. Ainsi cette antenne en polarisation linéaire répond quasiment à tous les critères du cahier des charges imposé par la société RADIAL. Cette antenne a été choisie pour être combinée à l'antenne à double polarisations circulaires qui sera étudiée dans le chapitre suivant, du fait de sa structure plus « solide » et de sa fabrication plus aisée comparée à l'élément bifilaire.

III. CONCLUSIONS

Notre étude a débuté sur la base d'un élément filaire quart d'onde qui a une bande assez étroite dans le cadre de notre application. Par la suite, nous avons tenté d'élargir la bande haute entre 5 et 6 GHz afin de couvrir toutes les bandes de fréquences WLAN de deux façons équivalentes. L'une en ajoutant un second élément filaire et l'autre par une antenne repliée en forme de lettre « U ». Puis, nous avons essayé d'adapter la bande passante, le gain et l'impédance d'entrée pour les quatre bandes considérées, en plaçant une cavité autour de l'antenne pour les deux approches. Chacune d'elles présente des qualités et des inconvénients. Nous avons finalement opté pour le quart d'onde dissymétrique en U, adapté par une cavité aérienne en $\lambda/4$ qui permet, moyennant une baisse de gain limitée, de satisfaire les principaux critères. Nous pensons que cette adaptation constitue un compromis de réalisation acceptable compte tenu des exigences fixées par le deuxième cahier des charges.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE II

- [2-1] Constantine A. Balanis
« ANTENNA THEORY Analysis and Design third edition »
2005, ISBN: 0-471-66782-X
- [2-2] « *de la recherche fondamentale : les circuits imprimés* »
<http://www.spc.univ-rennes1.fr/Rennes1Campus/recherche/recherche.pdf>
- [2-3] Che-Wei Su, Yung-Tao Liu, Wen-Shyang Chen, Yuan-Tung Cheng, and Kin-Lu Wong
« *Broadband circularly polarized printed-spiral-strip antenna for 5-GHz WLAN operation* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 41, No. 3, May 5 2005
- [2-4] G. Yang, M. Ali et R. Dougal
« *A wideband circularly polarized microstrip patch antenna for 5-6-GHz wireless lan application* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 45, No. 4, May 20 2005
- [2-5] Chei-Wei Su, Yung-Tao Liu, Wen-Shyang Chen, Yuan-Tung Cheng, and Kin-Lu Wong
« *Broadband circularly polarized printed-spiral-strip antenna for 5-GHz WLAN operation* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 41, No. 3, May 5 2004
- [2-6] Jeong-Min Ju, Joong-Han Yoon, Sung-Won Ko, Moon-Gyu Kang, and Kyung-Sup Kwak
« *Fabrication and measurement of an arrow-shaped microstrip patch antenna in the 5-GHz band* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 43, No. 6, December 20 2004
- [2-7] Sun-Ho Choi, Joong-Han Yoon, Hwa-Choon Lee, and Kyung-Sup Kwak
« *Design of a weathercock-shaped microstrip patch antenna with a T-slot for the hiper-lan band* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 5, May 2006
- [2-8] JoongHan Yoon
« *Fabrication and measurement of modified spiral-patch antenna for use as a triple-band (2.4GHz/5GHz) antenna* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 7, July 2006
- [2-9] Chow-Yen-Desmond Sim, and Shu-Yang Tu
« *Dual-frequency shorted patch antenna for WLAN applications* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 2, February 2007
- [2-10] Chow-Yen-Desmond Sim
« *Dual and triple-band PIFA design for WLAN applications* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 9, September 2007

- [2-11] S. M. Kim, K. S. Yoon, and W. G. Yang
« *Dual wideband sleeve dipole type antenna for S-DMB and 2.4/5 GHz WLAN* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 10, October 20 2007

- [2-12] Kin-Lu Wong, Chih-Hsien Wu, and Fa-Shian Chang
« *Broadband coaxial antenna for WiMAX access-point application* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 4, April 2006

- [2-13] Hai-Ming Hsiao, Jui-Han Lu, Jeun-Wen Wu
« *Y-shaped monopole antenna with dual-broadband operation for WLAN* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 8, August 2006

- [2-14] Wen-Chung Liu and Ching-Feng Hsu
« *Flexible CPW-fed double meandered monopole antenna for dual-band WLAN operation* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 8, August 2006

CHAPITRE III

FONCTIONS MULTISTANDARDS EN POLARISATION CIRCULAIRE

- **ÉTAT DE L'ART**
- **ANTENNES BIBANDES À POLARISATION CIRCULAIRE**
- **CONCLUSION**

La polarisation circulaire est surtout utilisée pour des applications spatiales. Dans ce chapitre, nous étudierons dans un premier temps une antenne à double polarisation circulaire droite et gauche. Puis, nous passerons à l'antenne en double polarisation circulaire couvrant les deux bandes distinctes du GPS qui sera combinée par la suite à l'antenne quadribande en polarisation linéaire.

I. ÉTAT DE L'ART

1. La polarisation circulaire

Référence générale : [3-1]

Nous rappelons les composantes instantanées du champ que nous avons vu pour la polarisation linéaire dans le chapitre II.

$$E_x(z, t) = \text{Re}(E_x e^{j(\omega t + kz)}) = \text{Re}(E_{xo} e^{j(\omega t + kz + \phi_x)}) = E_{xo} \cos(\omega t + kz + \phi_x)$$

$$\text{et } E_y(z, t) = \text{Re}(E_y e^{j(\omega t + kz)}) = \text{Re}(E_{yo} e^{j(\omega t + kz + \phi_y)}) = E_{yo} \cos(\omega t + kz + \phi_y)$$

où E_{xo} et E_{yo} sont respectivement les amplitudes maximales des composantes x et y .

Une onde électromagnétique est circulairement polarisée en un point donné dans l'espace si le vecteur du champ électrique (ou magnétique) en ce point décrit un cercle en fonction du temps. Le sens de rotation est toujours déterminé pour un observateur qui voit l'onde s'éloigner devant lui. Si l'extrémité du vecteur tourne dans le sens des aiguilles d'une montre alors nous sommes dans le cas d'une polarisation circulaire droite. Si l'extrémité du vecteur tourne dans le sens contraire des aiguilles d'une montre ou sens trigonométrique alors nous sommes dans le cas d'une polarisation circulaire gauche.

La polarisation circulaire peut être obtenue aux conditions suivantes : les amplitudes des deux composantes soient les mêmes et que la différence de phase soit de 90° ou multiple de $\frac{\pi}{2}$.

D'où

$$[E_x] = [E_y] \Rightarrow E_{xo} = E_{yo}$$

$$\Delta\phi = \phi_y - \phi_x = \begin{cases} +(\frac{1}{2} + 2n)\pi, & n=0,1,2,\dots \text{ sens des aiguilles d'une montre} \\ -(\frac{1}{2} + 2n\pi), & n=0,1,2,\dots \text{ sens trigonométrique} \end{cases}$$

En général, on considère que l'antenne fonctionne en polarisation circulaire tant qu'elle présente un rapport axial RA inférieur à 3 (**formule 6 et Fig. 3.2**). Si le RA est égale à 1, ce qui signifie que OA = OB alors l'antenne présente une polarisation circulaire pure.

$$RA = \frac{\text{axe majeur}}{\text{axe mineur}} = \frac{OA}{OB} < 3\text{dB} \Rightarrow \text{polarisation circulaire}$$

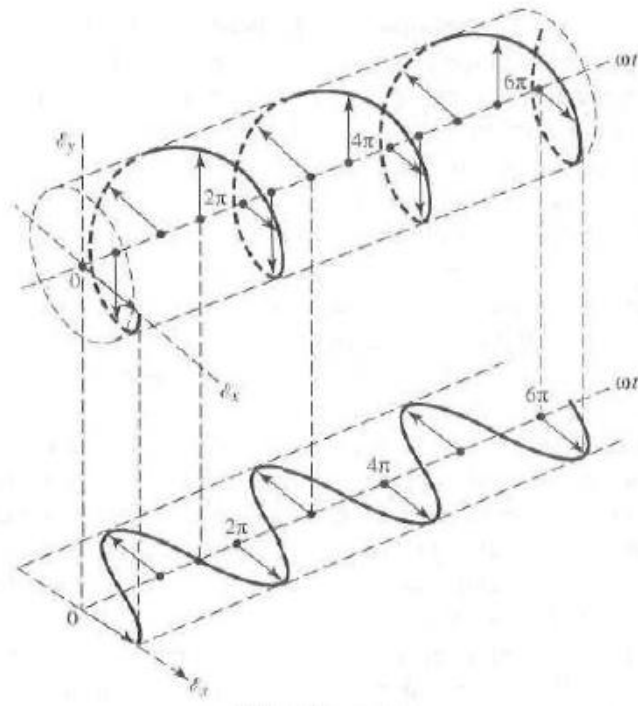


Figure 3.1: rotation d'une onde électromagnétique

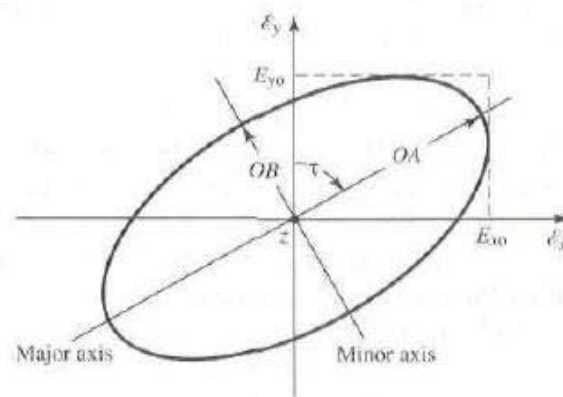


Figure 3.2: Onde elliptique

2. Les antennes à polarisation circulaire

Référence générale: [3-1]

Nous allons établir un état de l'art pour les antennes en polarisation circulaire. Il existe deux grandes familles d'antennes avec ce type de polarisation qui sont :

- les antennes d'encombrement 3D,
- les antennes planaires.

Puis nous verrons comment générer la polarisation circulaire sur deux fréquences.

2.1. Les antennes d'encombrement 3D

Ces antennes sont en général d'encombrement vertical. Dans cette partie, nous allons en présenter plusieurs types.

2.1.1. Antenne hélice

Référence générale: [3-2]

Les antennes hélices (**Fig. 3.3**) sont divisées en deux groupes :

- les antennes radiales,
- les antennes axiales.

Les antennes hélices radiales rayonnent principalement dans leur axe avec une polarisation linéaire. Quand on veut une antenne à polarisation circulaire avec un fort gain, on s'intéresse aux antennes hélices axiales. C'est le pas de l'hélice S et son diamètre L par rapport à sa longueur d'onde λ qui déterminent le fonctionnement de l'antenne.

En général, la hauteur H est équivalente à λ , le pas S environ à $\lambda/4$ et le diamètre de l'enroulement est de l'ordre de $\lambda/3$. Cette antenne ne présente cependant pas un angle d'ouverture assez large. Beaucoup d'études ont été effectuées sur ce type d'antenne [3-3] à [3-5]. De plus, à la fréquence du GPS (1,575 GHz), l'antenne aurait une hauteur de 19 cm environ et de 13 cm pour le SDARS à 2,338 GHz. Par rapport aux cahier des charges, ce type d'antenne qui présente un encombrement trop important est donc à exclure.

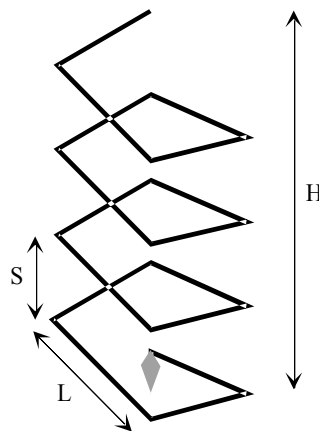


Figure 3.3: Antenne hélice

2.1.2. Antenne hélice à quatre fils imbriqués (ou quadrifilaire à hélices)

L'antenne hélice à quatre fils imbriqués (**Fig. 3.4**) est composée de quatre hélices imprimées enroulées autour d'un cylindre d'une certaine permittivité. Les quatre hélices sont alimentées avec des amplitudes identiques et en quadrature de phase de 0° , 90° , 180° et 270° par un réseau d'alimentation. Cette antenne est très utilisée en polarisation circulaire [3-5] à [3-17] et notamment pour le GPS [3-18] à [3-20] car elle est de petite dimension. De nombreux brevets sur ce type d'antennes ont déjà été déposés. N'utilisant pas de réseau d'alimentation, nous excluons cette solution.

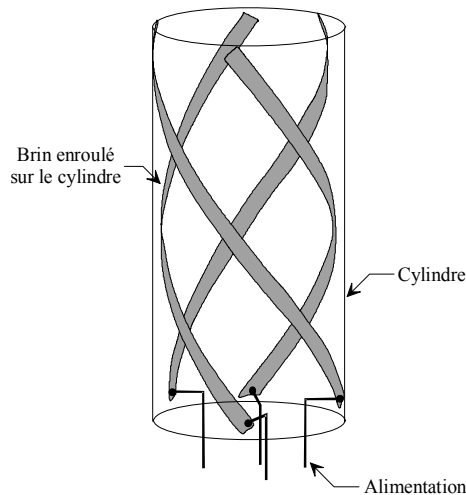


Figure 3.4: Antenne hélice à quatre fils imbriqués

2.1.3. Antenne hélice conique

L'antenne hélice conique (**Fig. 3.5**) est l'enroulement d'un ou plusieurs conducteurs sous forme d'un cône. Elle permet d'obtenir une bande passante plus large par rapport aux autres antennes hélices. De même que l'antenne hélice simple, ce sont ses dimensions qui déterminent son fonctionnement et sa gamme de fréquence. La fréquence la plus basse est déterminée par le diamètre de la base du cône, alors que la fréquence la plus élevée est ajustée par la section du sommet du cône tronqué. Les deux autres paramètres θ_0 et α déterminent directement le diagramme de rayonnement de l'antenne. Il existe également des antennes hélices enroulées sur une sphère ou demi-sphère [3-21] à [3-24]. Pour que l'antenne fonctionne aux deux fréquences GPS ($f_1 = 1,279$ GHz et $f_2 = 1,575$ GHz), l'antenne devrait avoir une hauteur d'environ 60 cm, ce qui est nettement trop grand par rapport aux cahiers des charges. Nous n'avons donc pas retenu cette solution.

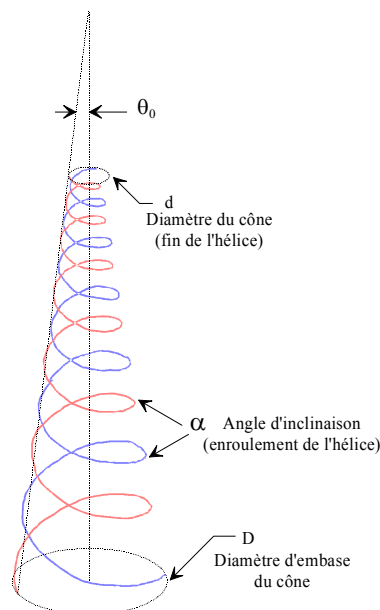


Figure 3.5: Antenne hélice conique

2.2. Les antennes imprimées (ou planaires)

On peut distinguer dans ce genre d'antenne trois familles:

- les antennes imprimées à deux accès,
- les antenne imprimées à deux ou quatre éléments,
- les antennes imprimées à un seul accès.

2.2.1. Antenne imprimée à deux accès

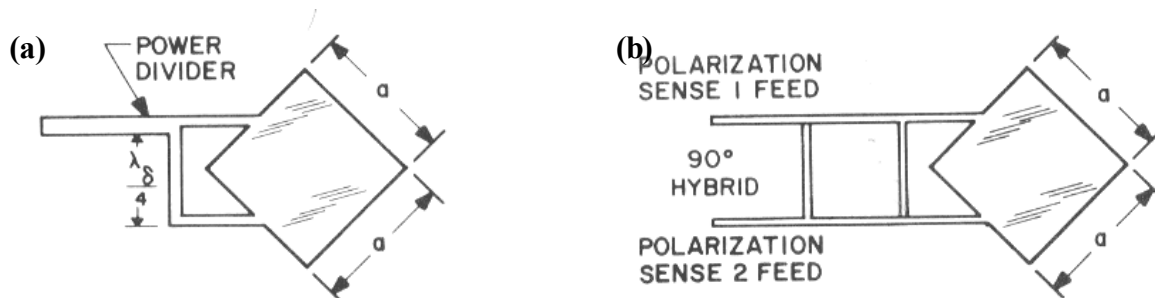


Figure 3.6 : Antennes à deux accès
(a) à ligne quart d'onde
(b) hybride

Le principe de l'antenne à deux accès (ou alimentations) réside dans l'excitation de deux modes orthogonaux déphasés de 90° . Le signe de cette phase relative indique notamment le sens de polarisation. La qualité de la polarisation circulaire dépend de l'isolation entre les deux accès, ainsi que du contrôle des polarisations linéaires. Souvent, le déphasage de 90° est obtenu en utilisant un diviseur de puissance et une ligne quart d'onde (**Fig. 3.6 (a)**), ou par la présence d'un hybride relié aux deux accès (**Fig. 3.6 (b)**). L'inconvénient de cette dernière méthode est un encombrement plus significatif, mais en contrepartie la bande passante est élargie.

2.2.2. Antenne imprimée à deux ou quatre éléments

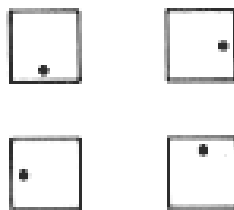


Figure 3.7: Antenne orthogonalement excitée

Le principe des antennes imprimées à deux éléments réside dans l'excitation des deux modes orthogonaux, en utilisant deux éléments identiques orthogonalement alimentés. Cette méthode est cependant moins souvent appliquée, comparé à l'antenne imprimée à quatre éléments à rotation séquentielle de 90° (**Fig. 3.7**) [3-25]. Cette dernière permet en effet un diagramme de rayonnement plus symétrique que l'antenne imprimée à deux éléments.

2.2.3. Antenne imprimée à un seul accès

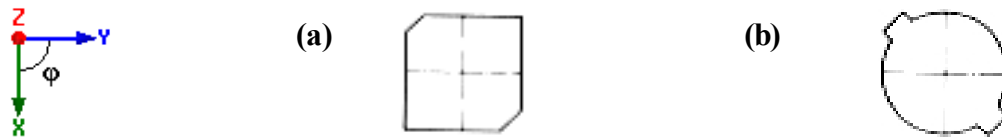


Figure 3.8 : Antennes à un accès, alimentées par sonde coaxiale

(a) pavé carré à coins coupés
(b) élément circulaire à encoches

Lorsque nous utilisons un seul accès sur une antenne imprimée, l'alimentation doit être placée à une position précise en fonction de la géométrie particulière de l'antenne choisie. Pour cela, on introduit des perturbations telles qu'une dissymétrie (coins coupés ou encoches). Deux modes très proches sont ainsi excités et résonnent à des fréquences différentes. La polarisation circulaire se situe à la fréquence d'intersection des deux modes dont l'un présente un courant déphasé de -45° et l'autre présente un courant déphasé de $+45^\circ$. Dans le cas d'une alimentation de type coaxiale placée sur l'axe des x ou y , les structures rayonnantes bénéficient d'une simplicité de fabrication et d'un encombrement réduit. De nombreuses antennes existent [3-26] à [3-28] mais les plus conventionnelles sont les éléments carrés à coins coupés (**Fig. 3.8 (a)**) ou encore les éléments circulaires à encoches (**Fig. 3.8 (b)**). Dans notre cas, pour minimiser le nombre d'alimentation, nous choisirons ce type d'antenne car deux structures à deux alimentations indépendantes devront être combinées.

Le cahier des charges imposent l'utilisation d'une alimentation coaxiale, c'est pourquoi les antennes alimentées par ligne microruban nous intéressent moins. Voici néanmoins deux exemples (**Fig 3.9**).

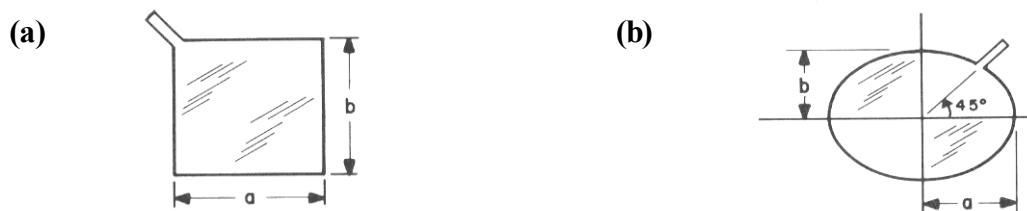


Figure 3.9 : Antennes à un accès, alimentées par ligne microruban

(a) pavé légèrement rectangulaire alimenté en coin
(b) disque légèrement elliptique alimenté à 45°

D'autres structures à une seule alimentation (**Fig. 3.10**) peuvent aussi générer de la polarisation circulaire :

- Le pavé carré ou circulaire avec une fente pratiquée à 45° ,
- Le pavé (carré ou circulaire) à ergots,
- Le pavé carré à 'spurs lines',
- Les pavés à nombre impair de cotés (triangle équilatéral, pentagone,...),
- Les antennes spirales,
- etc...

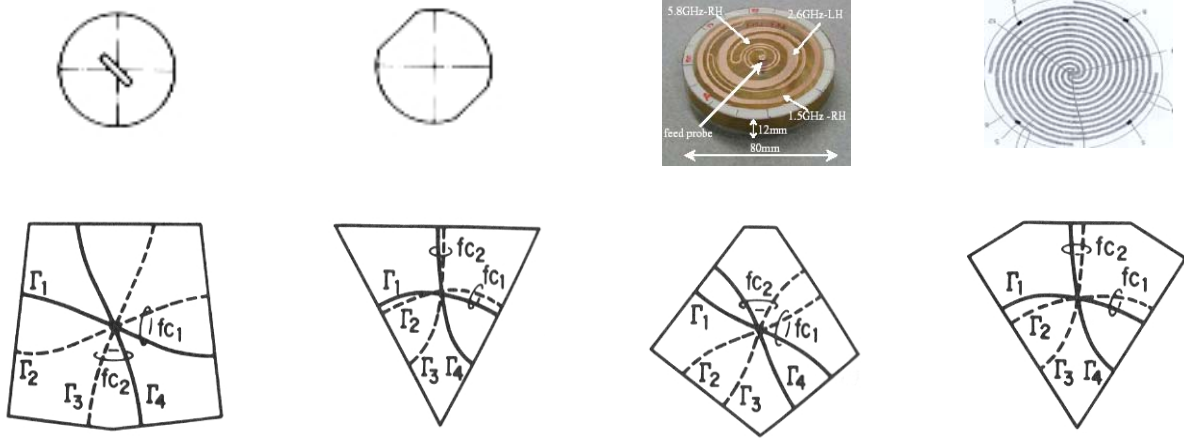


Figure 3.10 : Autres exemples d'antennes à polarisation circulaire à un accès

2.3. Antennes combinées bibandes à polarisation circulaire

Références générales : [3-29]

Après avoir vu comment générer la polarisation circulaire à une seule fréquence de résonance, cette partie montrera des exemples précis d'antennes bibandes dont les fréquences sont générées par deux éléments rayonnants, imprimés sur des substrats d'épaisseurs différentes et superposées.

Les antennes double couches présentées dans la suite sont excitées par une seule alimentation qui traverse la couche inférieure par un petit trou et traverse le substrat de la couche supérieure pour atteindre l'élément rayonnant supérieur. Cette méthode d'alimentation couple fortement les résonances de chaque élément rayonnant. Ce couplage très fort est probablement le résultat des courants de la source d'alimentation qui vient directement exciter la cavité de chaque antenne qu'elle traverse. Ce type d'antenne permet d'obtenir une antenne bibande.

Un schéma équivalent de l'antenne double couche est donné à la **figure 3.11**. Ce circuit consiste en deux circuits résonants parallèles couplés et une série d'inducteur pour modéliser l'inductance de la source. L'inductance mutuelle représente le couplage électromagnétique entre les deux éléments rayonnants.

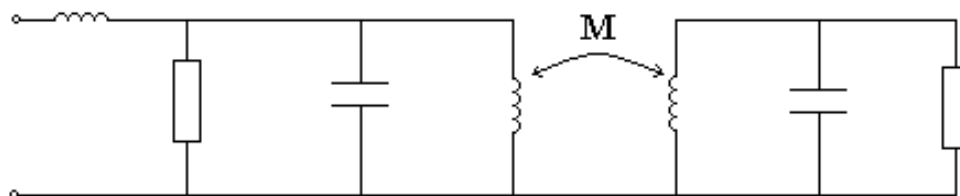


Figure 3.11: Schéma équivalent de l'antenne double couche

Les exemples d'antennes suivantes ont fortement inspiré l'antenne à double polarisation circulaire pour les deux bandes GPS étudiée dans la partie II.2.

2.3.1. Antennes elliptiques double couches à deux fréquences quelconques

Référence générale : [3-30]

Cette antenne (**Fig. 3.12**) est une antenne double couche. Deux éléments rayonnants elliptiques ont été imprimés sur deux couches de substrat epoxy dont la permittivité est $\epsilon_r = 4,4$. Les deux couches sont séparées par une petite couche d'air. Les performances en adaptation de l'antenne peuvent être observées sur la **figure 3.13**. L'antenne fonctionne en polarisation circulaire aux deux fréquences de travail en plaçant la sonde coaxiale sur un axe situé à 45° de l'axe des x ou y. Les fréquences centrales sont de 1908 MHz et 2660 MHz et leurs bandes passantes pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sont respectivement de 40 MHz et 30 MHz. Chacune des deux bandes est créée par un élément rayonnant. L'élément rayonnant supérieur crée notamment la bande basse. L'antenne présente un bon gain d'environ 3,7 dBi pour le premier mode et de 1,5 dBi pour le second.

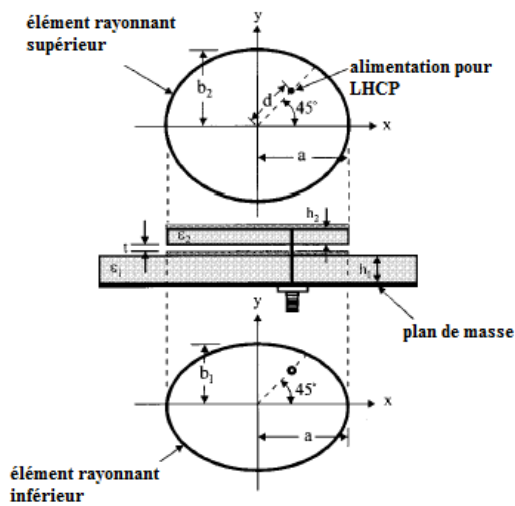


Figure 3.12: Antennes elliptiques

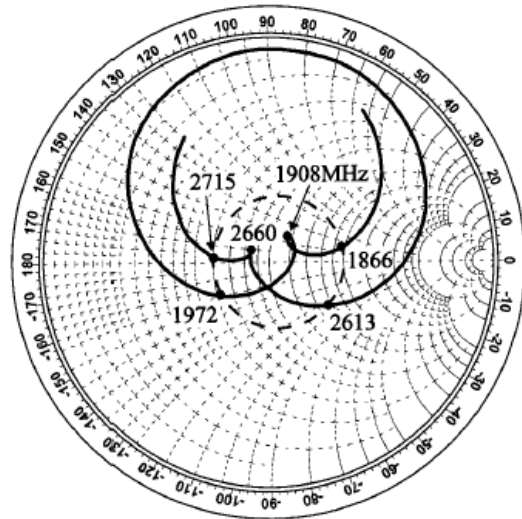


Figure 3.13: Lieux d'impédance

2.3.2. Antenne double couche fortement couplée

Référence générale : [3-31] et [3-32]

Cette antenne (**Fig. 3.14**) couvre les deux bandes de fréquences du GPS (permettant de se localiser à n'importe quel endroit où l'on se trouve grâce à un système de coordonnées donné en longitude, latitude et altitude). Les antennes multibandes comportant le standard GPS, sont en général la combinaison de plusieurs antennes distinctes, dont l'antenne GPS qui est souvent une antenne imprimée à élément rayonnant carré ou rectangulaire [3-33] à [3-37].

C'est une antenne double couche fonctionnant dans les deux bandes GPS. Une sonde coaxiale alimente l'élément rayonnant supérieur, mais aussi l'élément rayonnant inférieur par couplage en passant par un trou. Les deux substrats utilisés sont de très fortes permittivités $\epsilon_{r1} = 12$ et $\epsilon_{r2} = 9,2$, de façon à obtenir une structure de petite dimension ($a_1 = 31,5$ mm et $a_2 = 31$ mm). Il n'y a pas de couche d'air entre les deux couches de substrat. Par conséquent, les fréquences de résonances correspondant à chaque élément carré sont fortement dépendantes l'une de l'autre.

À cause de cet inconvénient, nous n'allons pas opté pour cette antenne pour notre étude d'une antenne à double polarisation circulaire couvrant les deux bandes de fréquences GPS. Des chercheurs ont continué l'étude de ce type d'antenne et sont arrivés à l'antenne présentée à la figure 3.15.

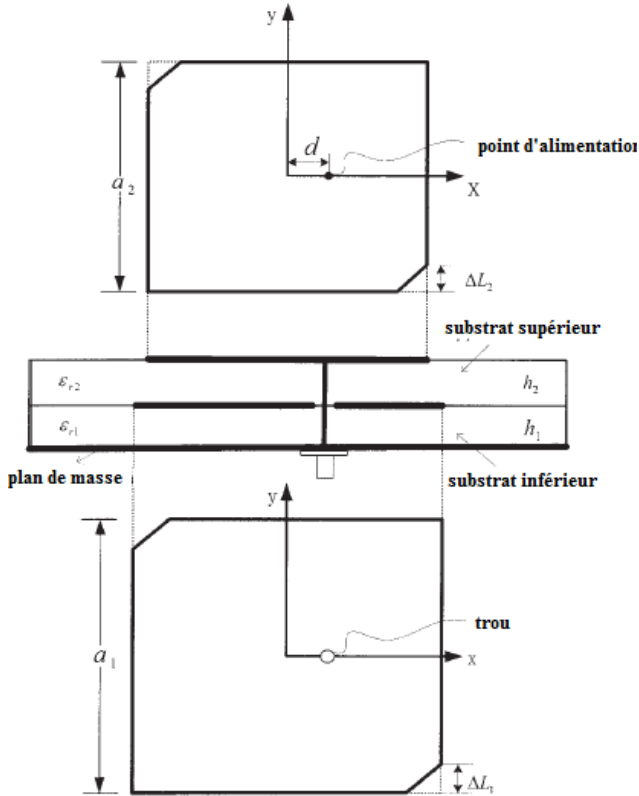


Figure 3.14: Antenne GPS₁-GPS₂ fortement couplée

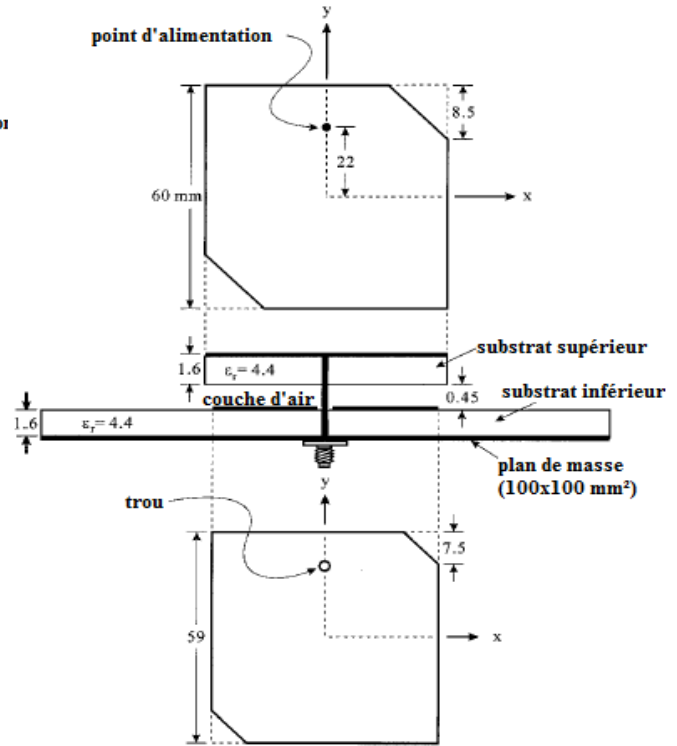


Figure 3.15: Antenne GPS₁-GPS₂ à double couches séparées par une fine couche d'air

3. Conclusions

Dans cette première partie, nous avons d'abord vu comment générer une antenne à polarisation circulaire dans une seule bande de fréquence grâce aux antennes de références. Puis nous avons vu une méthode qui permet de générer de la polarisation circulaire dans deux bandes de fréquences distinctes. Parmi toutes les antennes étudiées précédemment, nous avons retenu l'antenne à éléments rayonnants carrés double couche séparés par une fine couche d'air (cf 2.3.2) pour notre antenne à double polarisation circulaire couvrant les deux bandes GPS. La différence viendra du fait que nous désirons un encombrement plus réduit, par conséquent nous choisissons d'utiliser un substrat à fort permittivité $\epsilon_r = 10$ notamment le Arlon 1000. Dans le chapitre II, nous avons modélisé et conçu une antenne quadribande à polarisation linéaire. La difficulté sera de trouver un moyen de combiner celle-ci avec l'antenne à polarisation circulaire, sans trop dégrader les performances de l'une et l'autre.

II. ANTENNES BIBANDES À POLARISATION CIRCULAIRE

Cette partie sera composée de deux thèmes principaux, les antennes bibandes monocouches d'une part et les antennes bibandes double couches d'autre part, dans le but de les combiner à l'antenne multistandard à polarisation linéaire étudiée dans le chapitre précédent. Ces antennes doivent présenter à chaque fréquence de travail une polarisation circulaire de même sens ou de sens opposé selon le standard qu'elles doivent assurer. Dans un premier temps, nous modéliserons et concevrons une antenne monocouche fonctionnant aux standards GPS et SDARS, suivi d'une antenne à double polarisation circulaire de même sens. Dans un second temps, nous passerons à l'étude d'une antenne double couche à polarisation circulaire alimentée par une seule alimentation capable de couvrir les deux bandes GPS.

1. Cahier des charges

Lors de ces trois années de thèse, deux cahiers des charges se sont succédés. En voici un rappel. Le premier était défini pour une antenne en double polarisation circulaire de sens opposés, et le deuxième pour une antenne multistandard à polarisations multiples.

1.1. Premier cahier des charges

Nous rappelons ici les critères du premier cahier des charges pour une antenne combinée couvrant les deux bandes GPS et SDARS avec un encombrement maximum de 60 x 60 x 25 mm.

➤ SDARS

- Fréquence centrale : $f_{\text{SDARS}} = 2338,75 \text{ MHz}$.
- Bande passante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB :
BP = [2332,5-2345] MHz = 12,5 MHz.
- Polarisation circulaire gauche.
- Gain :

$30^\circ < \theta < 60^\circ$	0 dBi
$60^\circ < \theta < 65^\circ$	1 dBi
$65^\circ < \theta < 70^\circ$	0 dBi

➤ GPS

- Fréquence centrale : $f_{\text{GPS}} = 1575,4 \text{ MHz}$
- Bande passantes pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB :
BP = [1574,4-1576,4] MHz = 2 MHz
- Polarisation circulaire droite.
- Gain :

$\theta = 0^\circ$	2,5 dBi
$30^\circ < \theta < 60^\circ$	-8 dBi
$60^\circ < \theta < 70^\circ$	-10 dBi

1.2. Deuxième cahier des charges

Nous rappelons maintenant les critères du deuxième cahier des charges, pour l'antenne qui doit couvrir cette fois le standard GPS dans les deux bandes distinctes, avec un encombrement maximal : diamètre $D_{\max} = 40$ mm et hauteur $H = 70$ mm.

➤ GPS₁

- Fréquence centrale : $f_1 = 1278,75$ MHz.
- Bande passante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB :
 $BP_1 = [1268,75-1288,75]$ MHz = 20 MHz.

➤ GPS₂

- Fréquence centrale : $f_2 = 1575,4$ MHz
- Bande passante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB :
 $BP_2 = [1567,4-1583,4]$ MHz = 16 MHz

Le GPS requiert une polarisation circulaire droite. Dans les deux bandes de fréquences, les diagrammes de rayonnement sont les mêmes. Les exigences en gain sont :

- $\theta = 0^\circ$ 2,5 dBi
- $30^\circ < \theta < 60^\circ$ -8 dBi
- $60^\circ < \theta < 70^\circ$ -10 dBi

2. Antennes monocouches

Nous commencerons par les antennes bibandes monocouches. Ces antennes présentent l'avantage de pouvoir fonctionner dans plusieurs bandes de fréquences grâce à un seul élément imprimé. Elles sont par conséquent plus simples à réaliser, moins coûteuses et moins encombrantes suivant le type de substrat utilisé. Les antennes seront imprimées sur duroïd qui est un substrat assez bon marché très fréquemment utilisé, qui permet un léger compromis entre l'encombrement et les pertes de l'antenne.

2.1. Antenne bibande combinée à polarisation circulaire gauche et droite : GPS et SDARS

La première antenne que nous étudierons est une antenne monocouche bibande couvrant les deux standards américains : le GPS (système de positionnement par satellite) et le SDARS (système de radio par satellite). Une telle antenne peut très bien convenir à une application automobile.

2.1.1. Élément de référence

Le premier cahier des charges impose un encombrement réduit de $60 \times 60 \times 25$ mm³. Pour un tel encombrement, la technologie imprimée semble être adaptée. Avant de commencer l'étude de ces antennes plus complexes, nous étudierons une antenne simple (**fig. 3.16**) qui est un élément carré imprimé sur duroïd de permittivité $\epsilon_r = 2,2$.

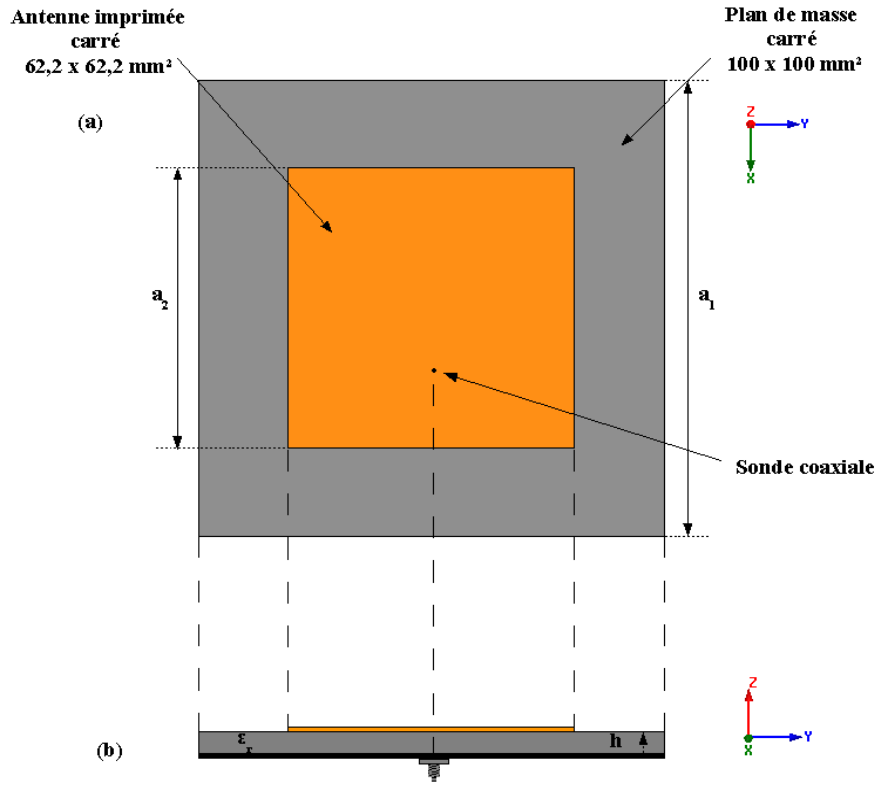


Figure 3.16: Géométrie de l'antenne

2.1.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

La formule suivante permet d'obtenir une approximation de la fréquence de résonance de l'élément rayonnant rectangulaire :

$$f_{mn} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad \text{avec} \quad \begin{array}{l} c = \text{vitesse de la célérité} \\ a = \text{longueur de l'élément rayonnant} \\ b = \text{largeur de l'élément rayonnant} \\ m, n = \text{indices dans les directions } x \text{ et } y \\ \epsilon_r = \text{permittivité du substrat} \end{array} \quad (26)$$

Dans le cas d'un élément rayonnant carré (**fig. 3.16**), sachant que $a=b$, la formule devient :

$$f_{mn} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{m^2 + n^2} \quad (27)$$

La fréquence du mode fondamental étant f_{10} ou f_{01} , nous obtenons :

$$f_{10} = f_{01} = \frac{c}{2a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (28)$$

L'antenne GPS fonctionnant à la fréquence 1575,4 MHz, la longueur des côtés du carré $a_2 = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r}}$ est de 64,2 mm pour un duroïd de permittivité $\epsilon_r = 2,2$. En réalité, pour que l'antenne fonctionne à la fréquence GPS, la longueur de ces côtés doit être égale à 62,2 mm avec la sonde coaxiale placée à **11,1 mm** du centre de l'antenne.

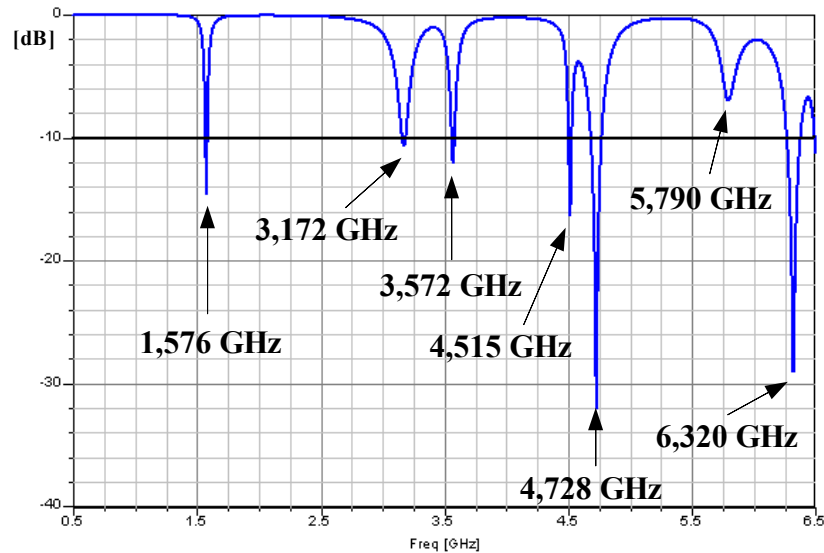


Figure 3.17: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

On observe l'impédance d'entrée en visualisant ses parties réelle et imaginaire (**Fig. 3.18**).

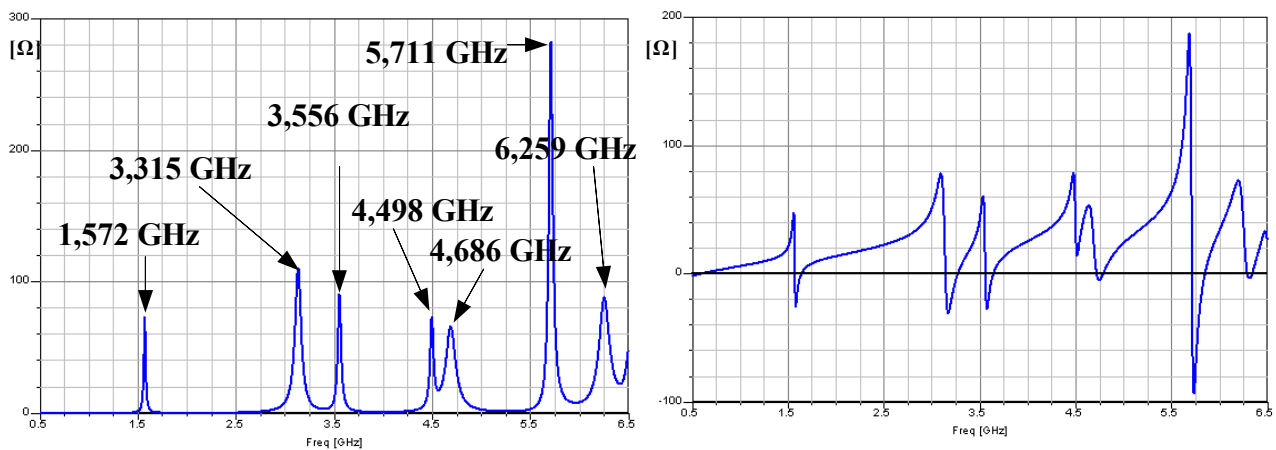


Figure 3.18: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée fait apparaître sept résonances dans la bande considérée. Sur la partie imaginaire de l'impédance d'entrée Z , nous remarquons un léger décalage d'amplitude introduit par la composante selfique de la sonde coaxiale. Ce décalage peut être compensé en modifiant la largeur de celle-ci.

2.1.3. Distribution des courants de surface

Nous allons essayer de déterminer les modes des différentes fréquences de résonances dans la bande de fréquence comprise entre $[0,5 - 6,5]$ GHz, en observant la distribution des courants de surface (**Fig. 3.19**).

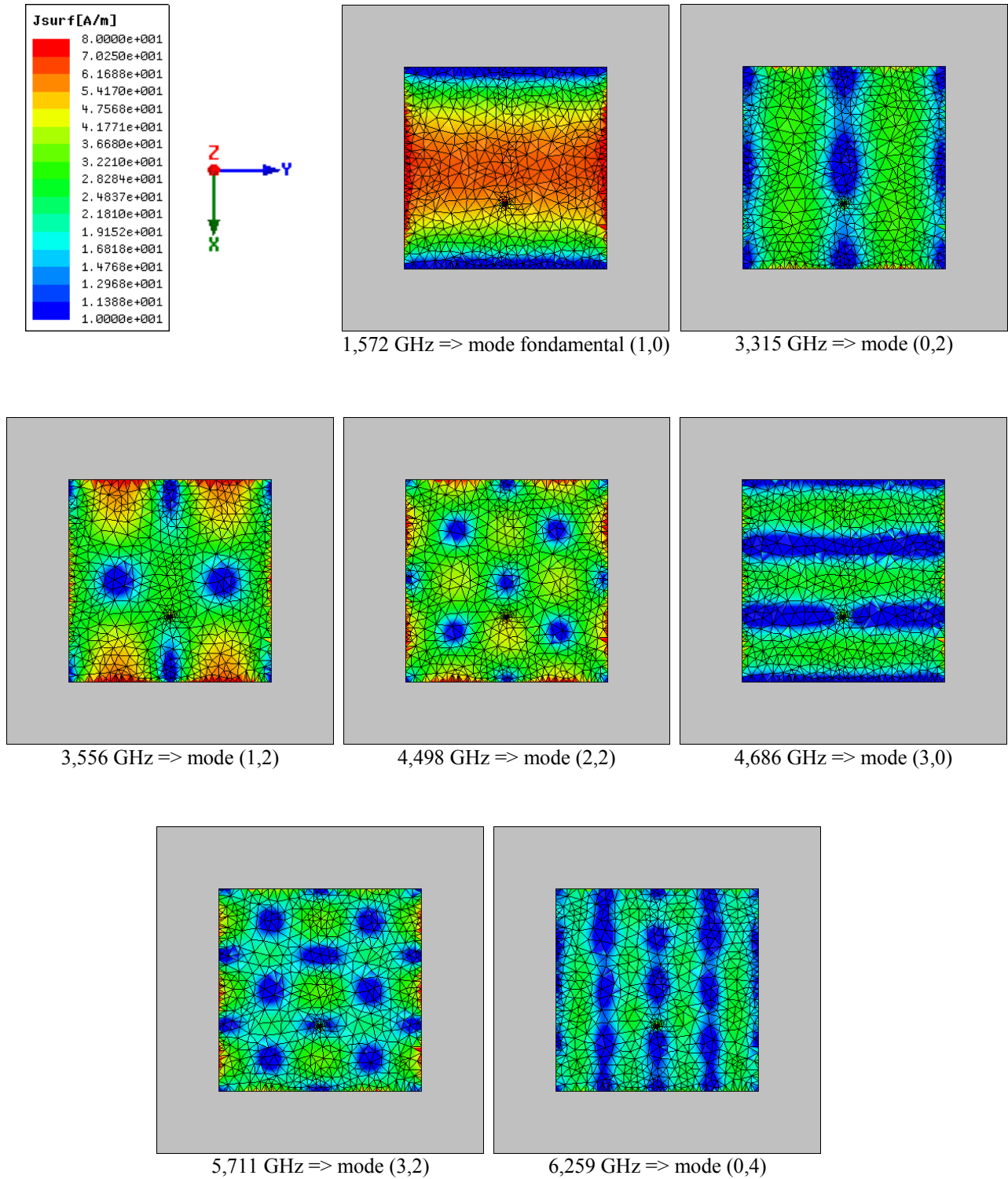


Figure 3.19: Distribution des courants de surface

Les fréquences de résonances calculées sont les modes 1,2,3 et 4 ainsi que trois autres modes.

- La première résonance à 1,572 GHz est le mode fondamental (1,0) car le courant à la surface de l'élément rayonnant va dans le même sens. Sa fréquence théorique donnée par la formule (1) est égale à 1,626 GHz.
- La deuxième résonance à 3,315 GHz est le mode (2,0) car la distribution de courant de surface montre que le courant passe par deux maxima pour revenir à 0. Sa fréquence théorique est le double de la fréquence théorique du mode fondamental, donc 3,252 GHz.
- La troisième résonance à 3,556 GHz est le mode (1,2). Sa fréquence théorique est de 3,636 GHz.
- La quatrième résonance à 4,498 GHz est le mode (2,2). Sa fréquence théorique est de 4,599 GHz.
- La cinquième résonance à 4,686 GHz est le mode (0,3) car la distribution de courant de surface montre que le courant passe par trois maxima pour revenir à 0. Sa fréquence théorique est le triple de la fréquence théorique du mode fondamental, donc 4,878 GHz.
- La sixième résonance à 5,711 GHz est le mode (3,2). Sa fréquence théorique est de 5,862 GHz.
- La septième résonance à 6,259 GHz est le mode (4,0) car la distribution de courant de surface montre que le courant passe par quatre maxima pour revenir à 0. Sa fréquence théorique est le quadruple de la fréquence théorique du mode fondamental, donc 6,504 GHz.

2.1.4. Conclusions

Nous avons commencé la conception de notre antenne bibande en polarisation circulaire en étudiant d'abord le comportement d'une antenne à élément rayonnant carré imprimé sur duroïd, cette antenne sera notre élément de référence. Cette étude en impédance d'entrée montre que la technologie imprimée pourrait répondre à la plupart des critères imposés par le cahier des charges. Cette antenne de référence fonctionne en polarisation linéaire à la fréquence GPS, c'est pourquoi nous continuons notre étude en modifiant la géométrie de l'antenne de telle sorte à générer la polarisation circulaire.

2.2. Antenne imprimée à coins coupés

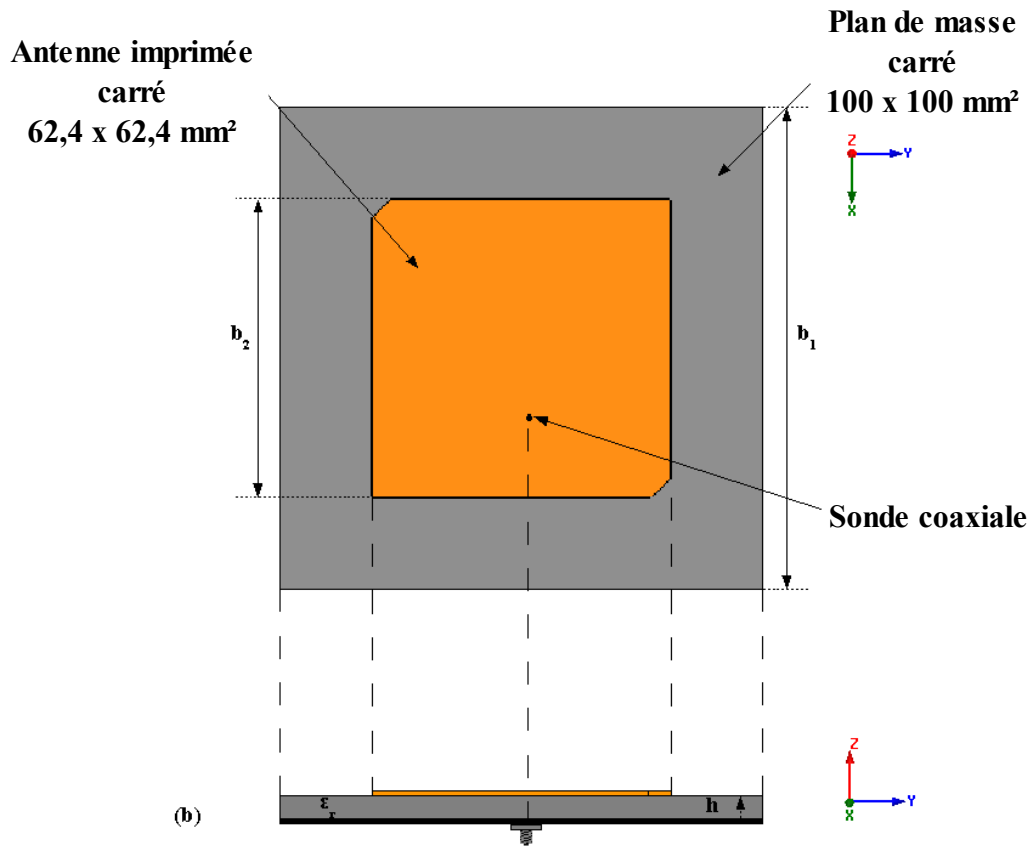


Figure 3.20: Géométrie de l'antenne GPS à coins coupés

Pour générer la polarisation circulaire, nous coupons les deux coins opposés de l'antenne pour créer une dissymétrie dans sa géométrie (**Fig. 3.20**). Cette géométrie particulière permet aux vecteurs de courants de surface de tourner car deux modes orthogonaux sont excités. Dans cette configuration pour être en polarisation circulaire droite, la sonde doit être placée à **11,4 mm** du centre de l'antenne suivant l'axe des x . Dans le cas où la sonde coaxiale est placée suivant l'axe des y , nous obtenons une polarisation circulaire gauche. Le fait d'avoir coupé ces coins, diminue le chemin parcouru par les courants de surface, entraînant une augmentation de la fréquence de résonance. Pour rétablir cette fréquence de résonance à la fréquence GPS, il est nécessaire d'augmenter la taille de l'élément rayonnant. Nous passons ainsi de 62,2 mm à 62,4 mm. Les coins coupés sont des triangles isocèles dont les deux côtés mesurent 4mm.

2.2.1. Adaptation et impédance d'entrée Z

Les coins coupés perturbent très peu les différentes résonances par rapport à l'élément de référence. Nous pouvons continuer l'étude dans une bande plus restreinte, entre [1,52-1,62] GHz.

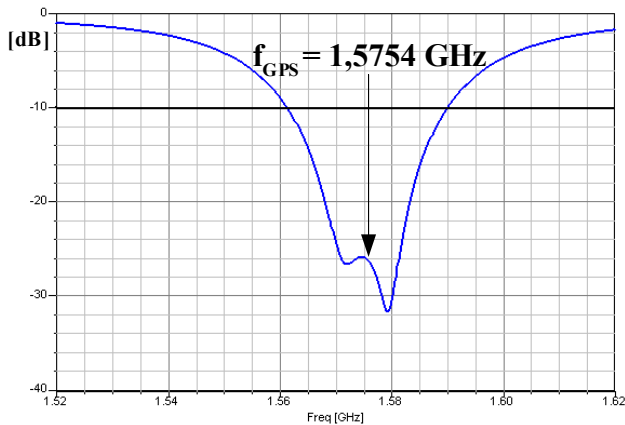


Figure 3.21: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

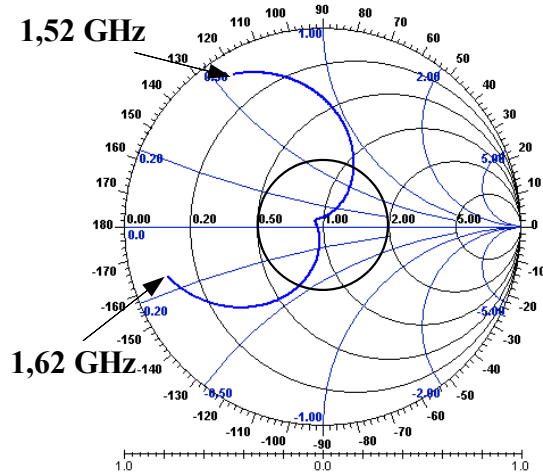


Figure 3.22: Impédance d'entrée

D'après la simulation, cette antenne présente une bonne adaptation. Nous obtenons un coefficient de réflexion S_{11} égal à -25,98 dB à la fréquence GPS valant 1,5754 GHz (**Fig. 3.21**). Nous obtenons une bande passante pour un S_{11} inférieur à -10 dB de 28,6 MHz soit 1,8 %, respectant la fréquence centrale 1,5754 GHz. Avec le diagramme de Smith (**Fig. 3.22**), on observe un lieu d'impédance est typique des antennes à polarisation circulaire. Ici cette boucle a disparu car les deux modes orthogonaux sont très proches (**partie réelle Fig. 3.23**). Plus la boucle est importante, plus l'écart des fréquences des deux modes orthogonaux est important.

La meilleure polarisation circulaire est obtenue à la fréquence pour laquelle ces deux modes sont parfaitement en quadrature temporelle, ce que l'on constate lorsque cette boucle se resserre comme c'est le cas ici. En effet, l'introduction d'une perturbation dans la géométrie permet d'obtenir deux modes dégénérés orthogonaux, ce qui se traduit par l'apparition d'une boucle sur le diagramme de Smith.

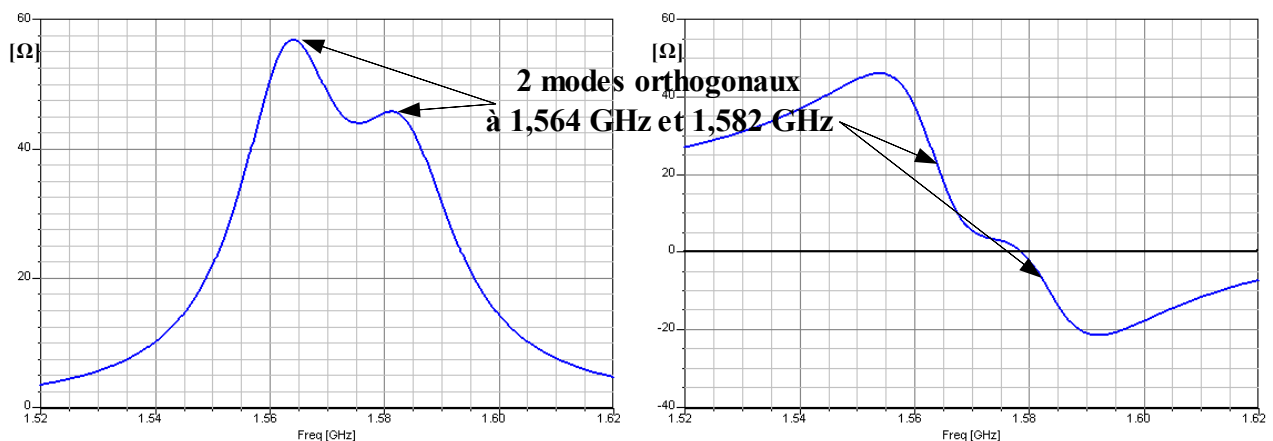


Figure 3.23: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

2.2.2. Rapport axial théorique

La **Figure 3.24** représente le rapport axial simulé dans le plan azimutal à la fréquence GPS pour différentes valeurs de l'angle d'élévation θ . Quand $\theta=0^\circ$, nous nous plaçons dans l'axe de l'antenne. Nous remarquons un rapport axial $RA < 3\text{dB}$ pour une ouverture angulaire allant jusqu'à 70° . Cette antenne présente donc une grande ouverture angulaire en polarisation circulaire.

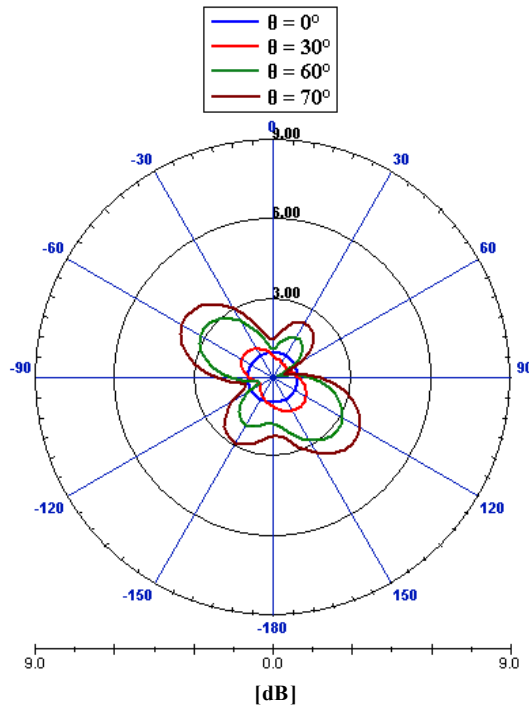


Figure 3.24: Rapport axial de l'antenne GPS à coins coupés

2.2.3. Gains simulés en polarisation circulaire

D'après les **figures 3.25 et 3.26** représentant le gain simulé en polarisation circulaire, l'antenne fonctionne bien en polarisation circulaire droite car les gains en polarisation circulaire droite sont nettement plus élevés que les gains en polarisation circulaire gauche. Nous obtenons les gains suivants :

θ [°]	Gain RHCP moyen [dB]
0 (axe de l'antenne)	7,3
30	5,7
60	1,4
70	-0,3

Tableau 3.1: Gain RHCP moyen de l'antenne GPS à coins coupés

Les gains obtenus respectent la valeur imposée par le cahier des charges (**cf 1**) pour tous les angles d'élévation θ . L'antenne présente un gain largement suffisant en polarisation circulaire.

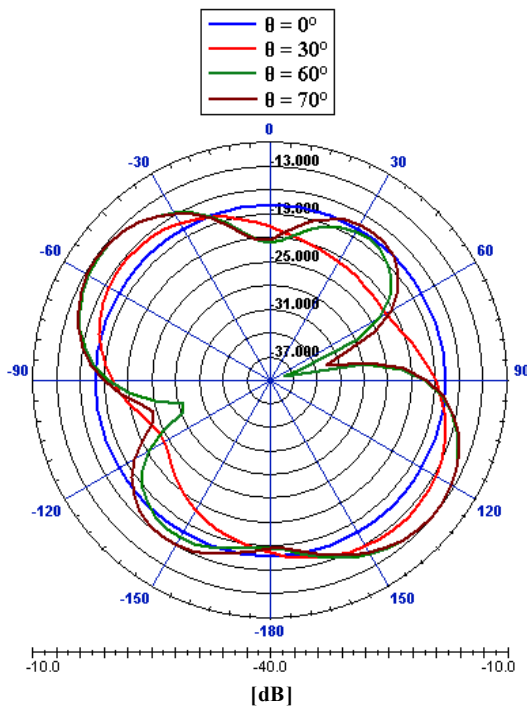


Figure 3.25: Gain en polarisation circulaire gauche (LHCP)

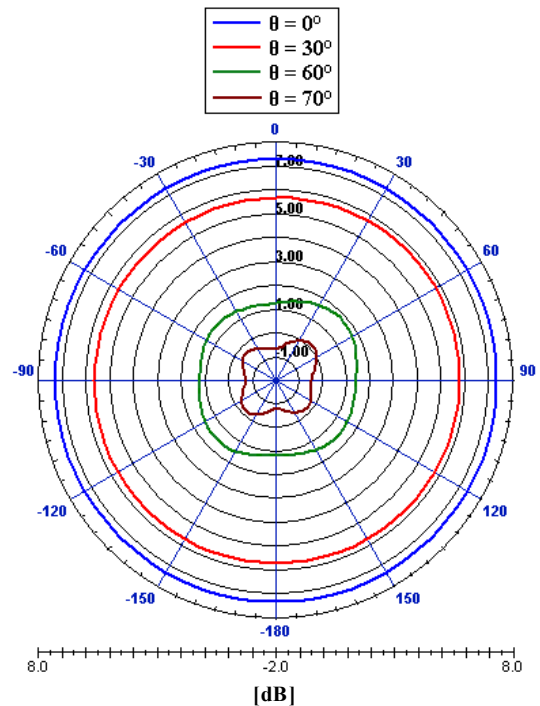


Figure 3.26: Gain en polarisation circulaire droite (RHCP)

2.2.4. Conclusions

Nous venons de constater les performances d'une antenne simple à élément rayonnant carré aux coins opposés coupés. Ceux-ci permettent de générer la polarisation circulaire en créant une dissymétrie dans la géométrie de l'antenne. Pour que l'antenne puisse fonctionner dans la bande adéquate du standard GPS, nous avons agrandi très légèrement la surface de l'élément rayonnant. En termes d'adaptation et d'impédance d'entrée, l'antenne présente une bonne adaptation et une bande passante suffisante d'environ 28 MHz. Son rapport axial est inférieur à 3 dB pour une grande ouverture angulaire (140°). Son gain en polarisation circulaire est élevé notamment dans l'axe de l'antenne (7,3 dB). En conclusion de cette partie, nous pouvons confirmer la faisabilité de modélisation et conception d'une antenne bibande en polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquences GPS et SDARS à partir de cette antenne. De même, l'antenne bibande dans les deux bandes GPS peut s'appuyer également sur ce type d'antenne, mais en utilisant un substrat de plus forte permittivité pour réduire l'encombrement général de l'antenne.

2.3. Antenne monocouche bibande GPS-SDARS

Après plusieurs démarches, nous avons conçu une antenne bibande à double polarisation circulaire de sens opposés basée sur la technologie imprimée étudiée précédemment. Le GPS nécessite une polarisation circulaire droite, quant au SDARS une polarisation circulaire gauche.

2.3.1. Description de la géométrie de l'antenne GPS-SDARS

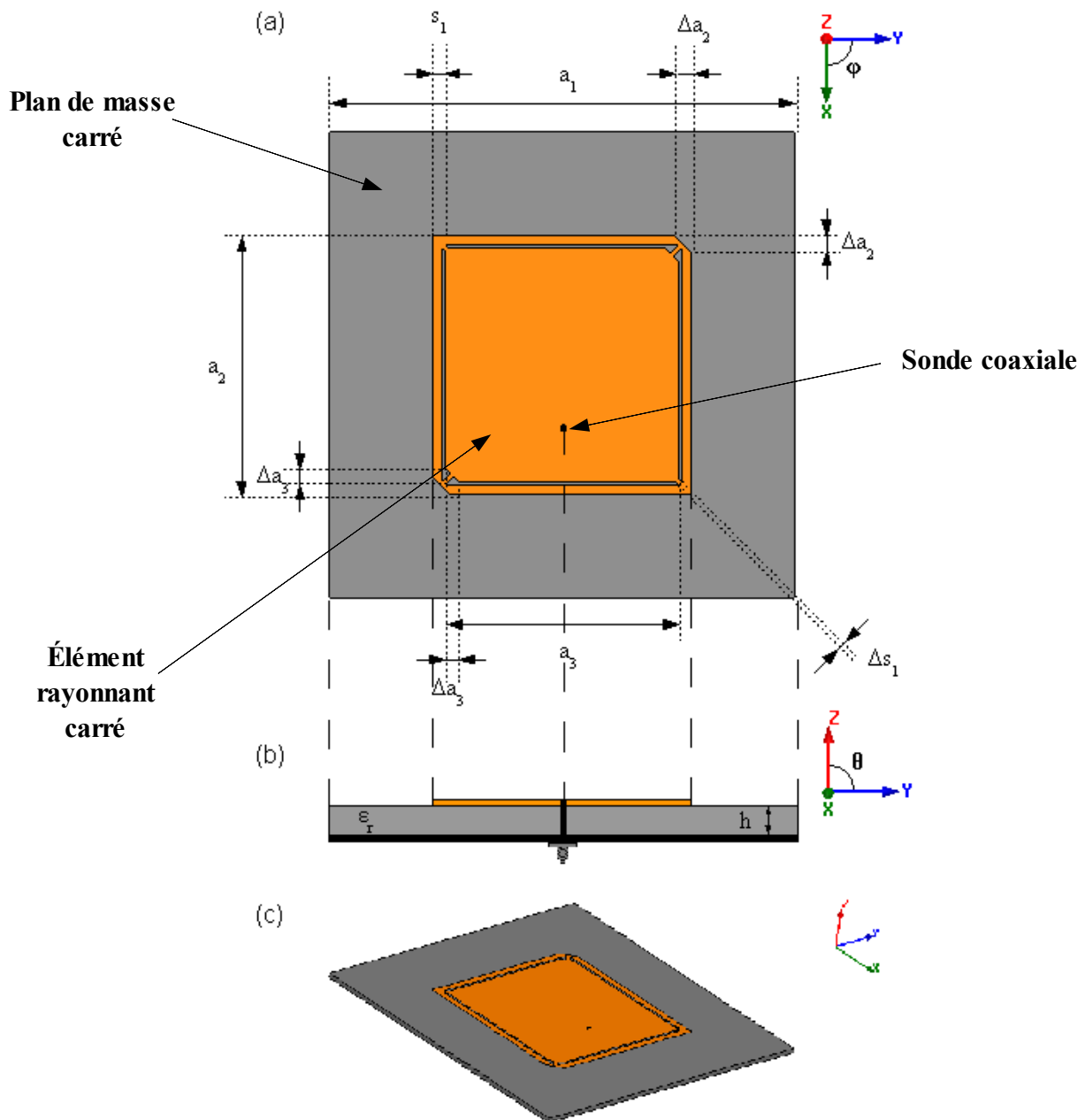


Figure 3.27: Géométrie de l'antenne GPS-SDARS
(a) vue de dessus, (b) vue de face, (c) vue 3D

La **figure 3.27** présente la structure de l'antenne. Elle est constituée d'un anneau et d'un pavé à coins coupés, imprimés sur un substrat carré de côté a_1 de type duroïd, de permittivité ϵ_r et d'épaisseur h . Les deux parties métallisées sont reliées entre elles par quatre liaisons de largeur Δs_1 . L'anneau carré extérieur de côté a_2 a une largeur s_1 et le pavé intérieur a une dimension de $a_3 \times a_3$. La sonde coaxiale est placée à **11,4mm** du centre. Cette approche permet de concevoir une antenne de surface et d'épaisseur relativement faibles, l'élément de plus haute fréquence étant situé au cœur de celui de plus basse fréquence. Les coins coupés de l'anneau mesurent Δa_2 et ceux du pavé intérieur mesurent Δa_3 . Ces perturbations dans la géométrie de l'antenne permettent le fonctionnement bibande en polarisation circulaire. On retrouve ce type de géométrie dans plusieurs articles scientifiques [3-38] à [3-41].

➤ Caractéristiques de l'antenne :

a_1	a_2	a_3	Δa_2	Δa_3	s_1	Δs_1	h	ϵ_r
100 mm	55,9 mm	50 mm	4 mm	2,9 mm	4,4 mm	1,1 mm	1,524 mm	2,2

Tableau 3.2 : Caractéristiques de l'antenne GPS-SDARS

➤ Réalisation :

Un prototype (**Fig. 3.28**) a été réalisé.



Figure 3.28: Photos de l'antenne GPS-SDARS

2.3.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

La **figure 3.29** représente le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence. Cette antenne fonctionne à deux fréquences de travail distinctes établies dans le tableau suivant :

	Simulation		Mesure	
Fréquences [GHz]	1,569	2,335	1,585	2,336
S_{11} [dB]	-32,07	-13,45	-23,70	-12,08
Re (Z) [Ω]	45,5	72,0	43,9	73,7
Im (Z) [Ω]	-1,1	7,0	-13,3	7,8
Bande passante à $S_{11} < -10$ dB [MHz]	[1563,1-1581,4] 18,3	[2329,4-2344,9] 15,5	[1573,9-1590,6] 16,7	[2327,3-2350,4] 23,1

Tableau 3.3 : Adaptation de l'antenne GPS-SDARS

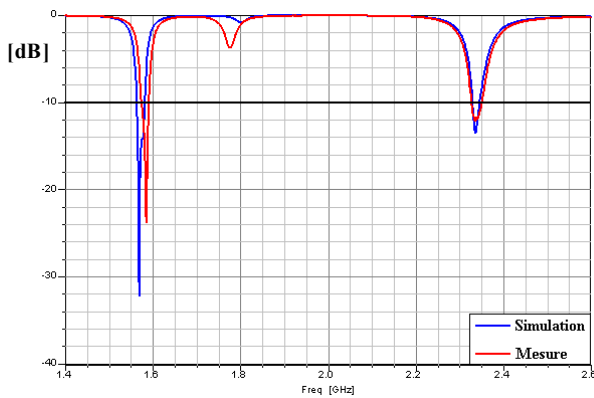
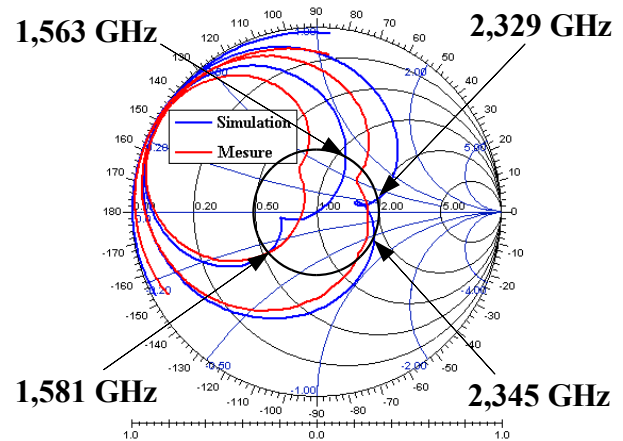
Figure 3.29: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

Figure 3.30: Impédance d'entrée

Il existe une plus grande différence entre la mesure et la simulation à la fréquence basse qu'à la fréquence haute. Cependant les adaptations à chacune des fréquences concordent relativement bien. La différence vient du fait que la réalisation de l'antenne n'est pas précise à 100 %. Par exemple, la position de la source détermine fortement les performances de l'antenne. En effet, une très faible variation de la position de l'alimentation provoque une forte variation des résultats. On obtient des bandes passantes suffisantes par rapport aux 2 MHz et 12,5 MHz imposées respectivement pour la bande GPS et SDARS, par le cahier des charges. Le diagramme de Smith (**Fig. 3.30**) montre que les lieux d'impédance sont comparables à ceux de l'élément de base carré à coins coupés étudié dans le paragraphe 2.2. Nous pouvons supposer alors qu'en bandes haute et basse, nous avons le comportement d'une antenne à polarisation circulaire.

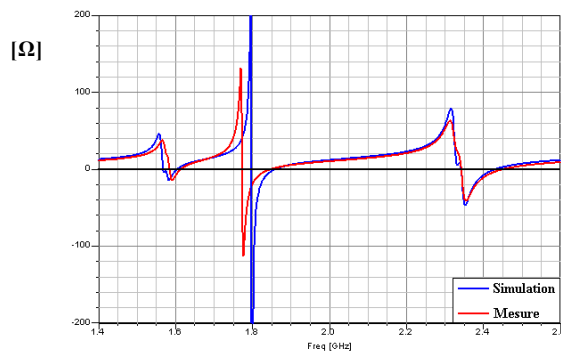
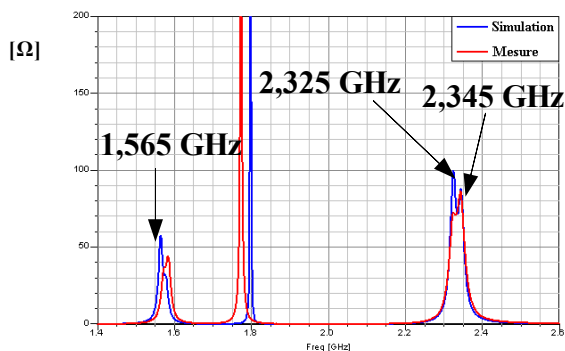


Figure 3.31: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

En observant l'impédance d'entrée Z (**Fig. 3.31**) en terme de partie réelle, l'antenne a une adaptation très proche de 50Ω à la fréquence GPS, celle à la fréquence SDARS est un peu plus éloignée. La partie imaginaire est très proche quant à elle de 0Ω pour les deux fréquences. Nous pouvons déduire que l'antenne présente une bonne adaptation.

2.3.3. Rapports axiaux

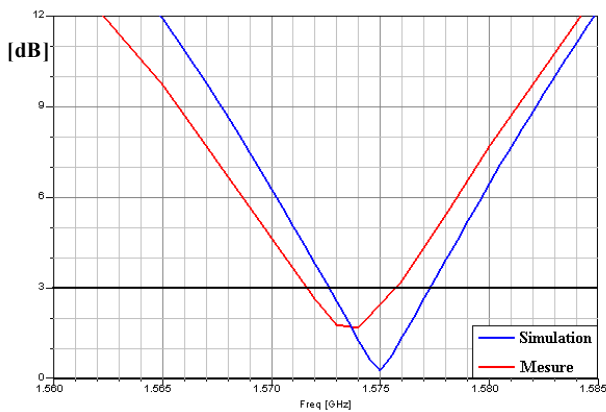


Figure 3.32: Rapport axial en fonction de la fréquence dans la bande GPS

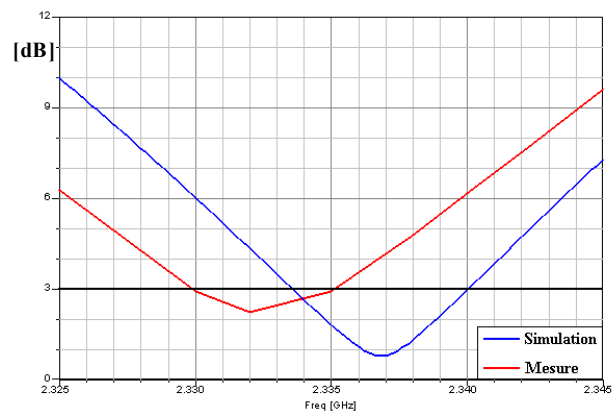


Figure 3.33: Rapport axial en fonction de la fréquence dans la bande SDARS

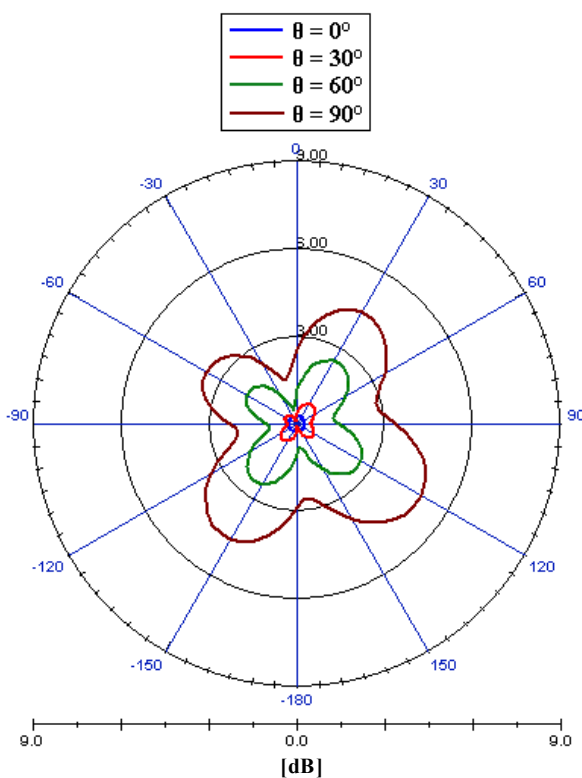


Figure 3.34: Rapport axial dans le plan azimutal à f_1

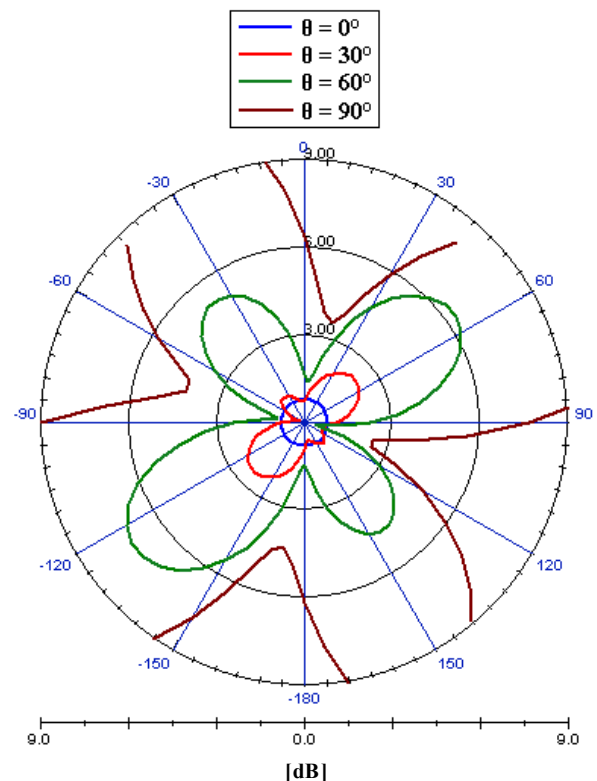


Figure 3.35: Rapport axial dans le plan azimutal à f_3

Le rapport axial dans les deux bandes de fréquence en fonction de la fréquence (**Fig. 3.32 et 3.33**) montre qu'il y a une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Les résultats sont comparés dans le tableau suivant :

		Simulation	Mesure
Bande GPS	Fréquences [GHz]	$f_1 = 1,575$	$f_2 = 1,574$
	Rapport Axial [dB]	0,27	1,67
	Bande Passante en polarisation circulaire [MHz]	[1572,6-1577,3] 4,7	[1571,6-1575,6] 4
Bande SDARS	Fréquences [GHz]	$f_3 = 2,337$	$f_4 = 2,332$
	Rapport Axial [dB]	0,81	2,24
	Bande passante en polarisation circulaire [MHz]	[2333,6-2434,0] 6,4	[2329,9-2335,1] 5,2

Tableau 3.4: Rapport axial de l'antenne GPS-SDARS

On remarque une bande passante en polarisation circulaire relativement étroite dans les deux bandes de fréquence mais suffisante pour la bande GPS (BP requise de 2 MHz). Néanmoins elle reste trop faible dans la bande SDARS comparée aux 12,5 MHz nécessaires. Pour la suite de cette étude, nous allons comparer les gains et observer la distribution des courants de surface aux fréquences où le rapport axial est minimal. Nous comparerons donc d'une part les performances de l'antenne aux fréquences f_1 et f_2 puis d'autre part celles aux fréquences f_3 et f_4 . Les **figures 3.34 et 3.35** représentent le rapport axial aux fréquences théoriques f_1 et f_3 dans le plan azimutal pour différentes valeurs de l'angle d'élévation θ . Nous observons que le rapport axial est inférieur à 3 dB pour un angle d'élévation compris entre l'axe et jusqu'à plus de 60° à la fréquence basse f_1 et à plus de 30° à la fréquence haute f_3 . L'antenne présente une grande ouverture en polarisation circulaire aux deux fréquences.

2.3.4. Gains E_θ et E_ϕ

Nous comparons les diagrammes de rayonnement des gains E_θ et E_ϕ obtenus (simulation et mesure) en fonction de l'angle d'élévation obtenus aux fréquences GPS f_1 et f_2 (**Fig. 3.36**) et aux fréquences SDARS f_3 et f_4 (**Fig. 3.37**) dans les deux plans orthogonaux. Nous remarquons une bonne concordance des courbes, malgré un léger décalage du niveau d'amplitude d'environ 1 ou 2 dB. Les gains maximaux sont répertoriés dans le tableau suivant :

➤ Dans le plan x-z

[dB]	Gain simulé E_θ max	Gain mesuré E_θ max	Gain simulé E_ϕ max	Gain mesuré E_ϕ max
$f_1 = 1,575$ GHz	4,7		3,7	
$f_2 = 1,574$ GHz		3,9		3,1
$f_3 = 2,337$ GHz	4,3		5,1	
$f_4 = 2,332$ GHz		1,8		3,8

Tableau 3.5: Gains de l'antenne GPS-SDARS dans le plan x-z

➤ Dans le plan y-z

[dB]	Gain simulé E_θ max	Gain mesuré E_θ max	Gain simulé E_ϕ max	Gain mesuré E_ϕ max
$f_1 = 1,575$ GHz	3,7		3,9	
$f_2 = 1,574$ GHz		2,2		5,5
$f_3 = 2,337$ GHz	5,1		4,3	
$f_4 = 2,332$ GHz		3,4		2,4

Tableau 3.6: Gains de l'antenne GPS-SDARS dans le plan y-z

On remarque qu'on obtient dans l'axe de l'antenne un *gain* E_θ (*plan x-z*) égal au *gain* E_ϕ (*plan y-z*) en simulation. Nous avons cependant en mesure un léger décalage d'amplitude d'environ 0,5 à 1 dB.

➤ Aux fréquences GPS simulée f_1 et mesurée f_2

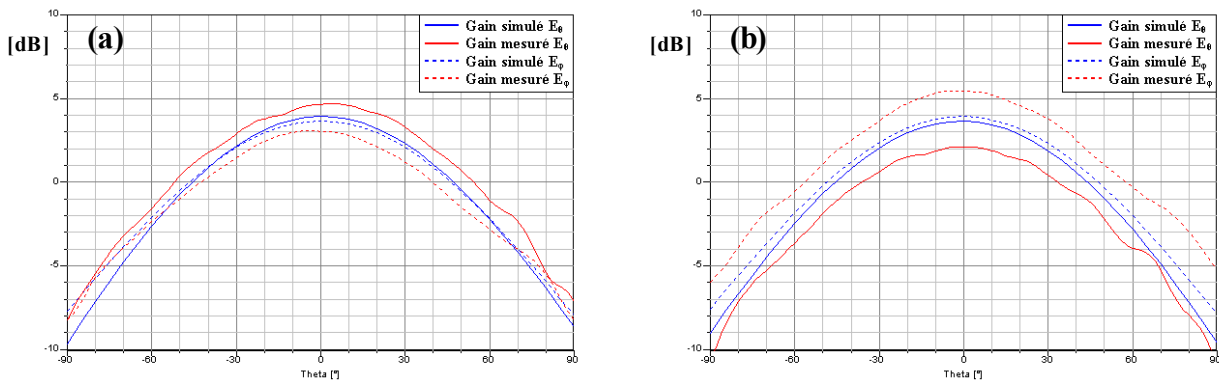


Figure 3.36: Gains E_θ et E_ϕ simulés à f_1 et mesurés à f_2

(a) dans le plan x-z

(b) dans le plan y-z

➤ Aux fréquences SDARS simulée f_3 et mesurée f_4

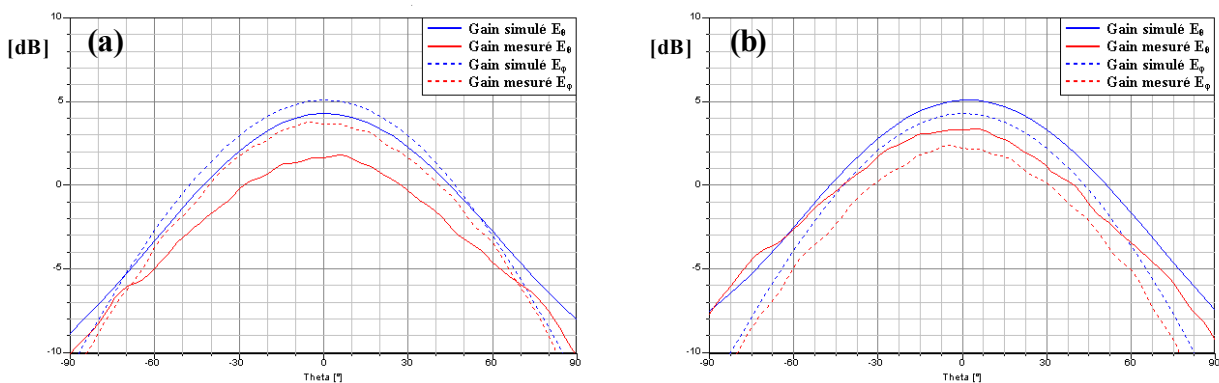


Figure 3.37: Gains E_θ et E_ϕ simulés à f_3 et mesurés à f_4

(a) dans le plan x-z

(b) dans le plan y-z

2.3.5. Gains simulés en polarisation circulaire

L'antenne fonctionne bien en polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquence. Nous allons maintenant déterminer son sens de rotation en visualisant les gains en polarisations circulaires gauche et droite.

À la fréquence GPS (**Fig. 3.38 et 3.39**), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP est compris entre -45 et -15 dB tandis que le gain RHCP est compris entre -6 et 7 dB.

À la fréquence SDARS (**Fig. 3.40 et 3.41**), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP est compris entre -8 et 8 dB tandis que le gain RHCP est compris entre -35 et -5 dB. Nous en déduisons donc qu'à la fréquence f_1 , l'antenne fonctionne en polarisation circulaire droite et qu'à la fréquence f_3 en polarisation circulaire gauche. Les gains moyens en polarisation circulaire sont donnés dans le tableau suivant :

Gain RHCP/LHCP moyen [dB]		GPS	SDARS
θ	0° (dans l'axe)	6,8	7,7
	30°	5,2	5,6
	60°	0,9	0,6
	90°	-4,8	-6,1

Tableau 3.7: Gains en polarisation circulaire de l'antenne GPS-SDARS

➤ À la fréquence GPS f_1

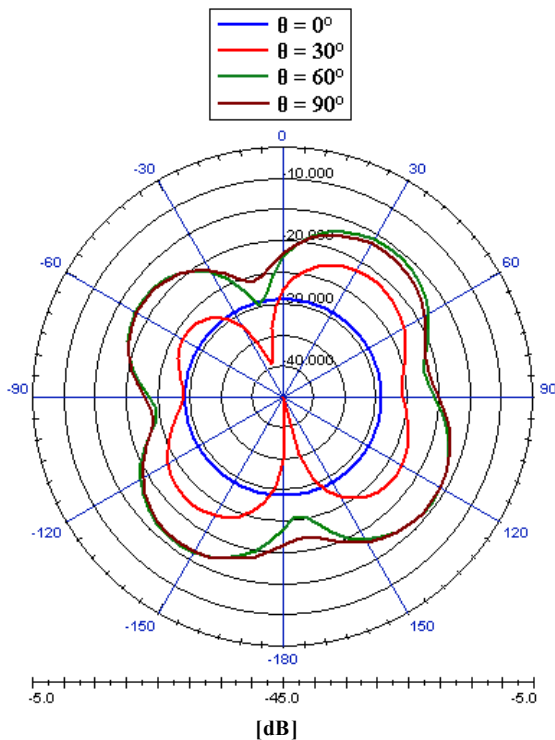


Figure 3.38: Gain LHCP dans le plan azimutal

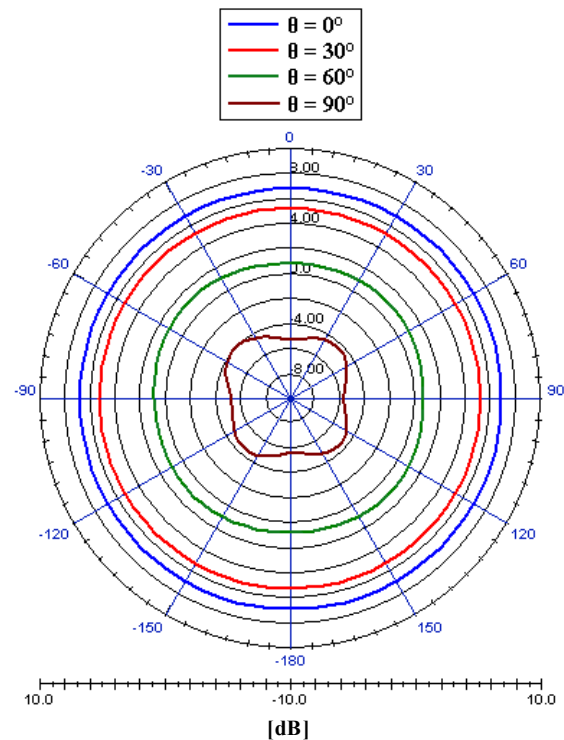


Figure 3.39: Gain RHCP dans le plan azimutal

➤ À la fréquence SDARS f_3

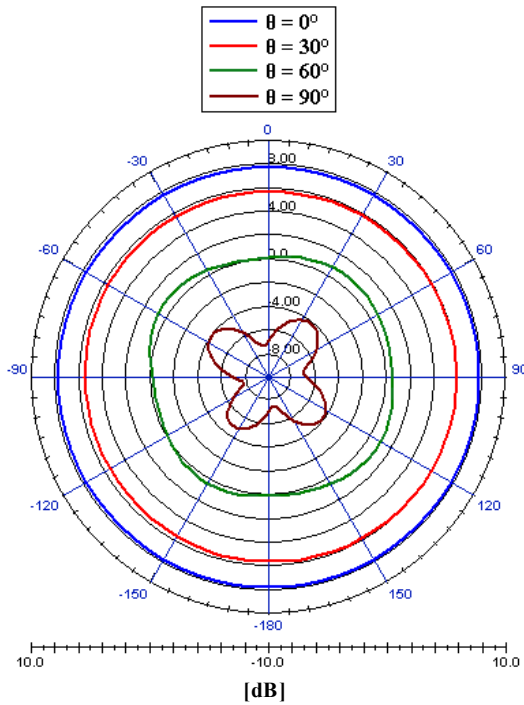


Figure 3.40: Gain LHCP dans le plan azimutal

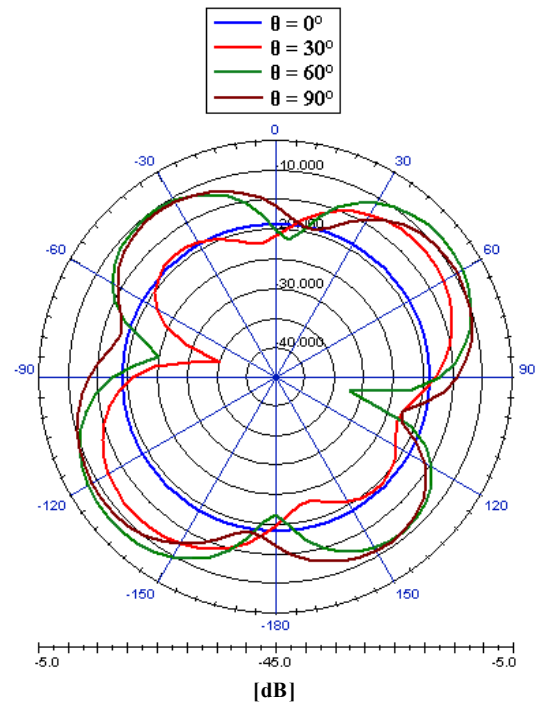


Figure 3.41: Gain RHCP dans le plan azimutal

2.3.6. Distribution des courants de surface

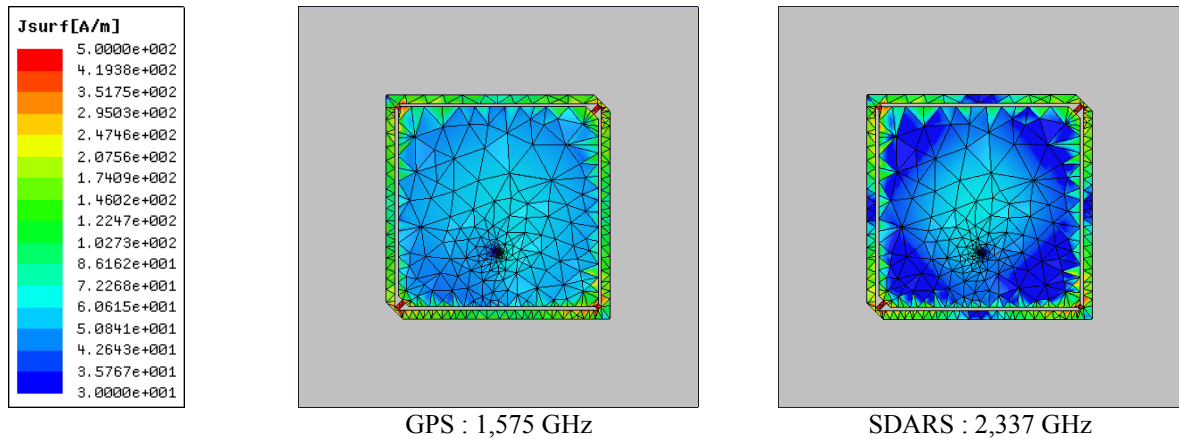


Figure 3.42: Distribution des courants de surface

La distribution des courants de surface (**Fig. 3.42**) montre qu'aux deux fréquences, ces courants de surface se concentrent surtout au niveau des quatre languettes qui relient l'anneau extérieur au pavé intérieur. A la fréquence GPS, il y a moins de différence dans la distribution des courants de surface entre l'anneau extérieur et le pavé intérieur qu'à la fréquence SDARS. A celle-ci les courants de surface sont très faibles dans le pavé intérieur ainsi qu'au niveau des deux axes x et y pour l'anneau. Les deux fréquences sont générées par le couplage des deux éléments rayonnants.

2.3.7. Étude paramétrique

En général, les caractéristiques radioélectriques des antennes imprimées sont très sensibles aux dimensions de l'antenne et à la permittivité du substrat. Les résultats tels que le coefficient de réflexion, le rapport axial et le gain en polarisation circulaire sont directement liés à la taille des différents paramètres. De ce fait, la polarisation circulaire obtenue par perturbation de la géométrie est très difficile à maintenir. C'est pourquoi, dans cette étude paramétrique, nous nous sommes concentrés sur la variation des bandes de fréquences et non sur la variation du rapport axial ou du gain. En effet lorsque nous modifions la dimension d'un paramètre, même de l'ordre de 0,1 mm, il est toujours nécessaire de réajuster la position de la sonde coaxiale ainsi que la taille des coins coupés pour conserver la polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquence. Dans cette étude, dans la mesure du possible nous ne ferons varier qu'un paramètre à la fois. Cependant il peut arriver que la variation de ce paramètre entraîne automatiquement une légère variation d'un autre paramètre. Des tableaux de valeurs sont donnés en **Annexe III**.

2.3.7.a. Influence du côté a_2 de l'anneau

Le premier paramètre a_2 que nous faisons varier est l'un des deux plus importants paramètres de l'antenne. Le pas de variation est de 1 mm.

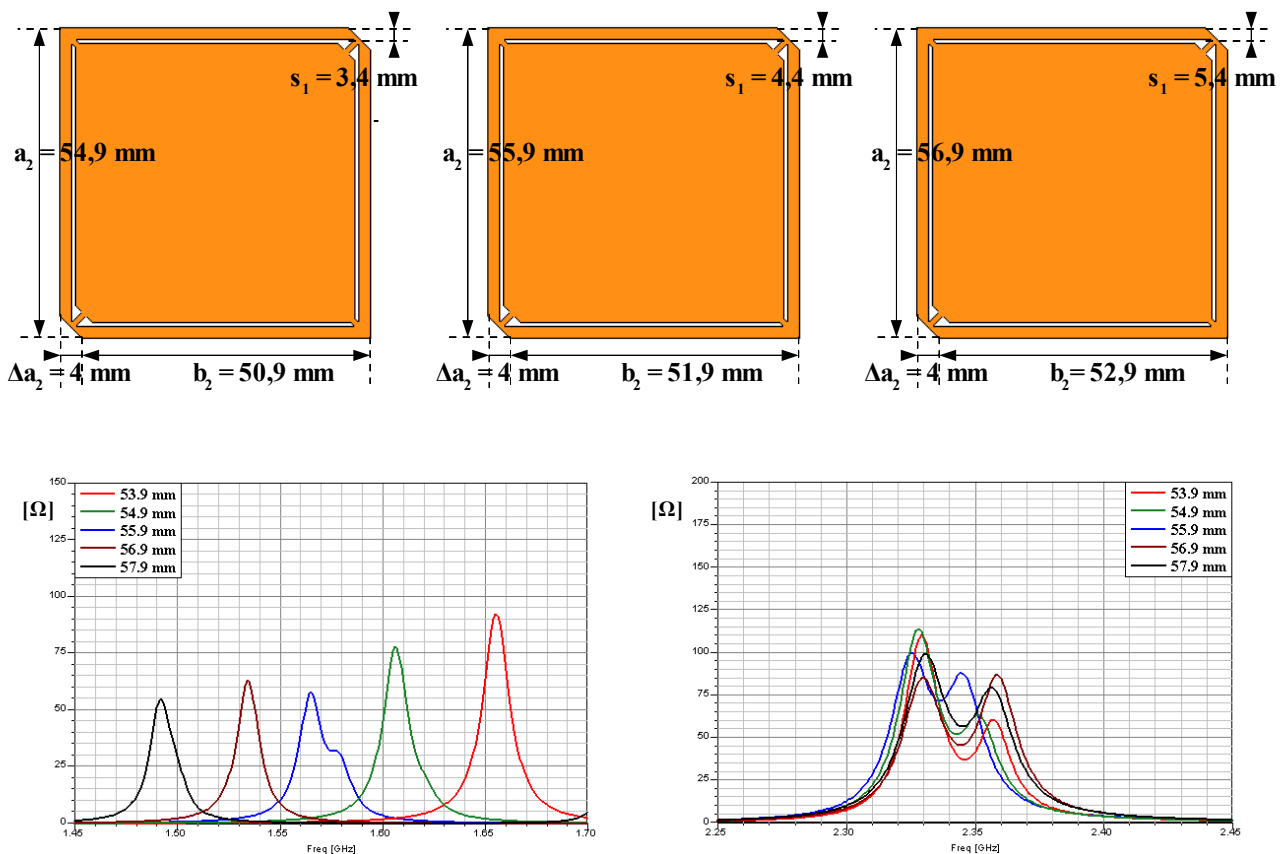


Figure 3.43: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de a_2

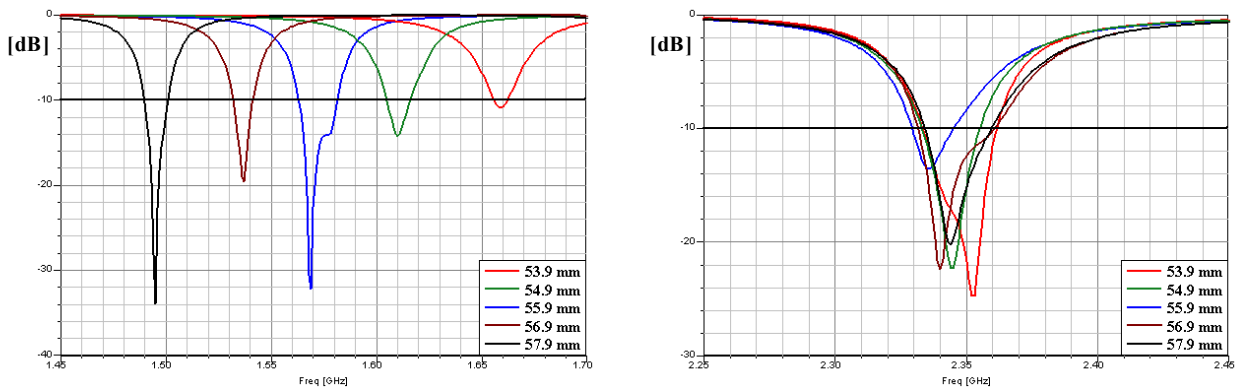
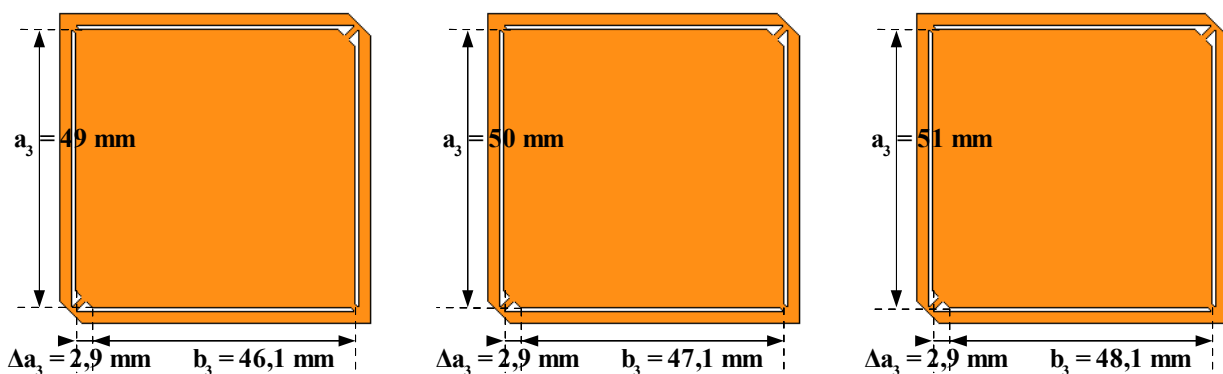


Figure 3.44: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de a_2

Les **figures 3.43 et 3.44** montre que la fréquence basse diminue lorsque le paramètre a_2 augmente tandis que la fréquence haute varie très peu. Si nous augmentons le paramètre a_2 de 1 mm, la fréquence basse diminue d'environ 40 MHz. Par conséquent, le paramètre a_2 est le paramètre déterminant qui influe sur la fréquence basse. Ceci peut s'expliquer par le fait que lorsque nous faisons varier le paramètre a_2 , la largeur de l'anneau s_1 et le côté b_2 varient aussi. Les paramètres s_1 et b_2 varient dans le même sens que a_2 . La dimension générale de l'antenne augmente quand a_2 augmente, d'où une diminution de la fréquence la plus basse. Aussi, la fréquence basse se désadapte contrairement à la fréquence haute qui présente une meilleure adaptation quand la variable augmente.

2.3.7.b. Influence du côté a_3 du pavé intérieur

Le paramètre a_3 que nous faisons varier est le deuxième paramètre le plus important de l'antenne. Le pas de variation est toujours de 1 mm.



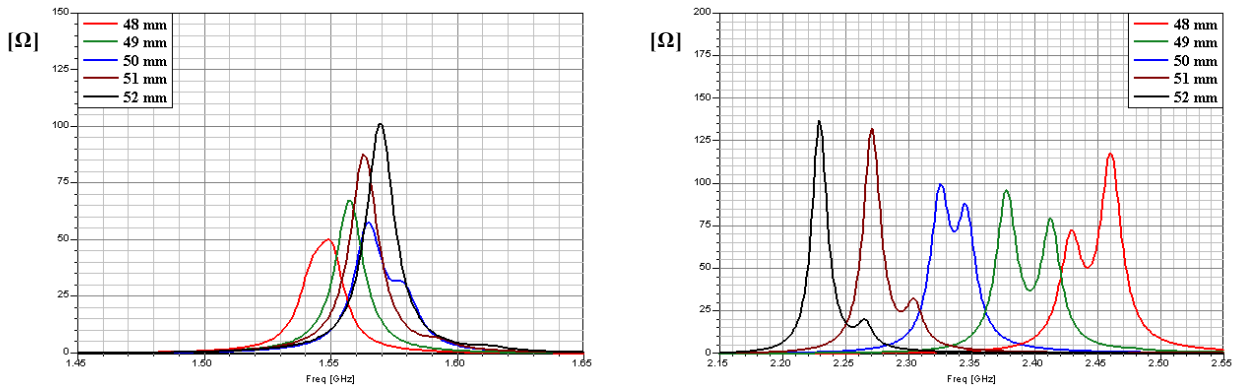


Figure 3.45: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de a_3

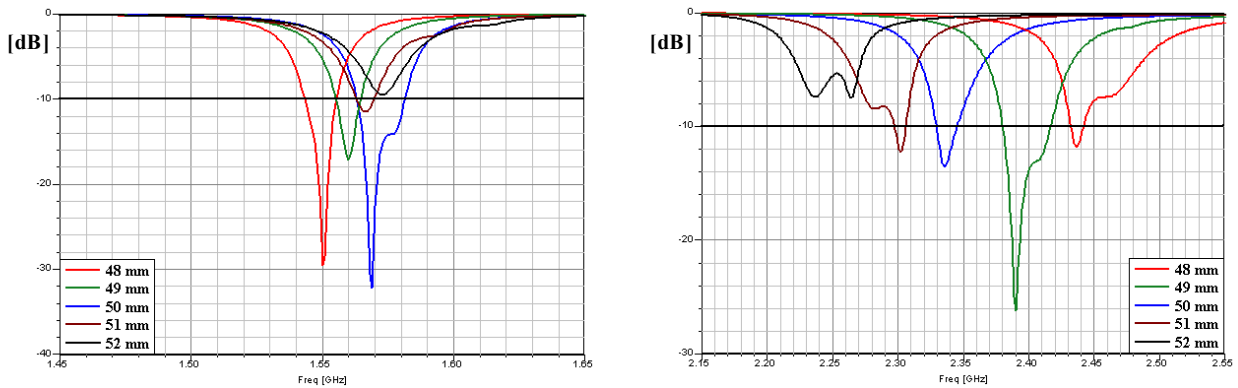


Figure 3.46: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de a_3

Les figures 3.45 et 3.46 montre que la fréquence haute diminue lorsque le paramètre a_3 augmente tandis que la fréquence basse varie très peu. Si nous augmentons le paramètre a_3 de 1 mm, la fréquence haute diminue d'environ 50 MHz. Par conséquent, le paramètre a_3 est le paramètre qui influe sur la fréquence haute.

2.3.7.c. Influence de la largeur Δs_1 des languettes

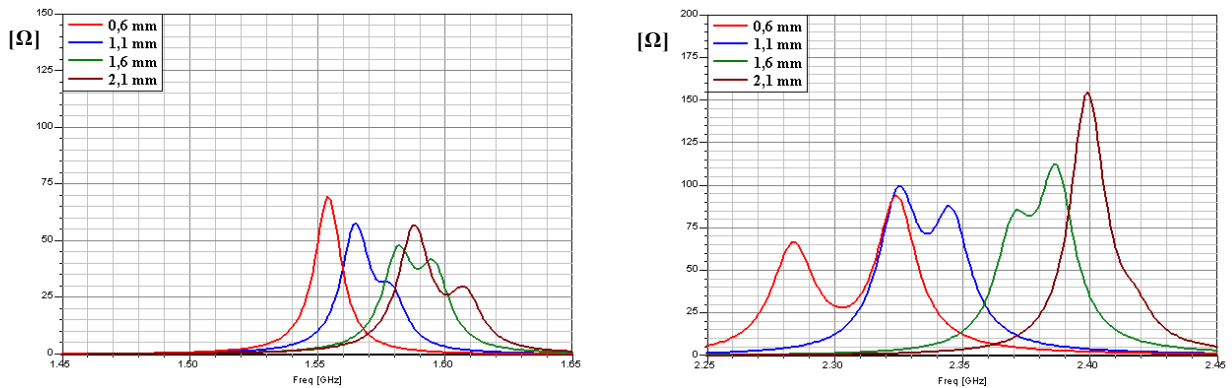


Figure 3.47: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δs_1

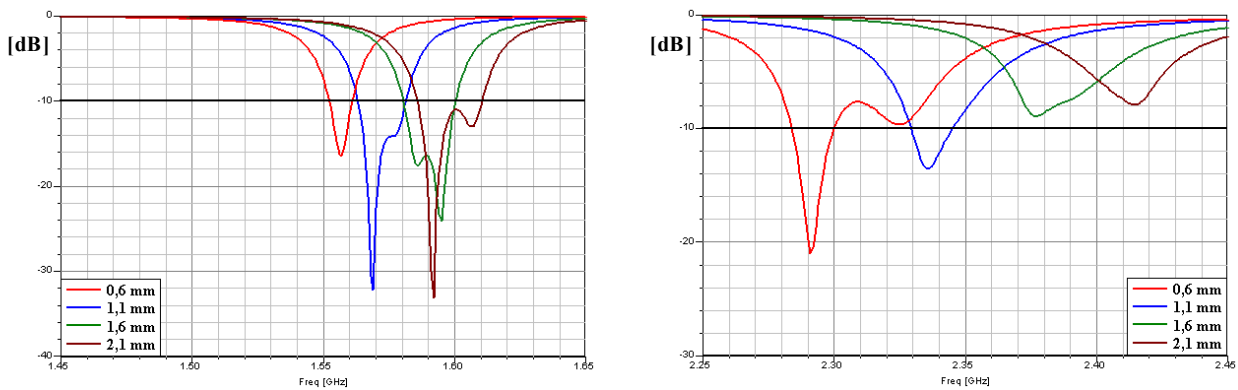


Figure 3.48: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δs_1

Nous nous intéressons maintenant à la largeur s_2 des quatre languettes que nous faisons varier en même temps. Le pas de variation est de 0,5 mm, les autres paramètres restent inchangés. Les **figures 3.47 et 3.48** montre que si l'on augmente la largeur s_2 des quatre languettes, nous remarquons une augmentation des deux fréquences basse et haute. Cependant la fréquence haute augmente plus rapidement que la fréquence basse. En effet les languettes sont la partie de l'antenne où la densité des courants de surface est la plus importante quelque soit la bande (**cf 1.3.6**).

2.3.7.d. Influence de la largeur de la fente entre l'anneau extérieur et le pavé intérieur

Nous faisons varier maintenant la largeur des quatre fentes séparant l'anneau extérieur au pavé intérieur. Le pas de variation est de 0,5 mm.

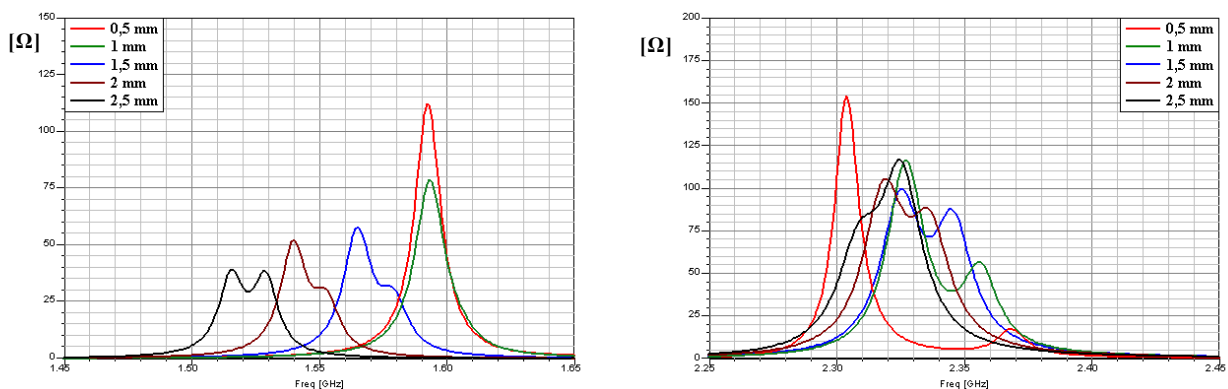


Figure 3.49: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de la fente

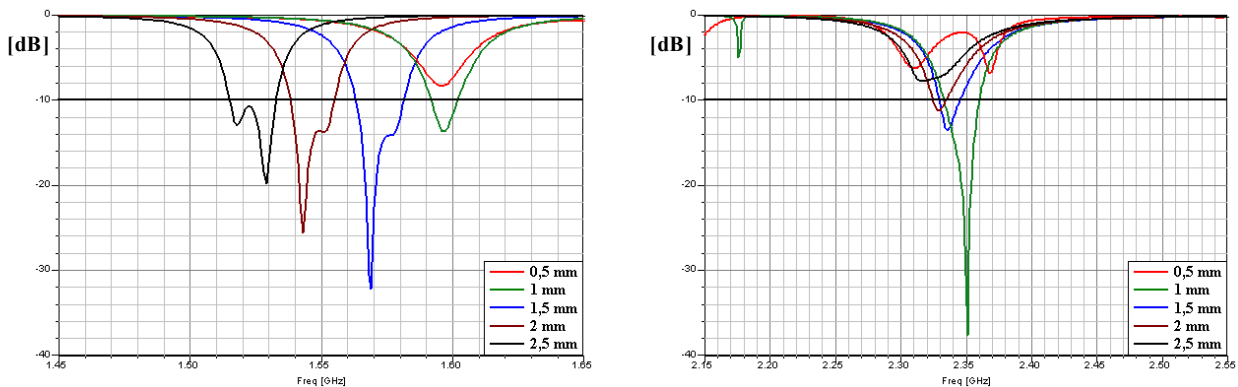


Figure 3.50: Coefficient de réflexion en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de la fente

Les **figures 3.49 et 3.50** montre que si l'on augmente la largeur des quatre fentes, nous remarquons une diminution des deux fréquences basse et haute. Cependant la fréquence basse diminue plus rapidement que la fréquence haute. Ceci peut s'expliquer par le fait que lorsque nous faisons varier ce paramètre, la configuration de l'élément rayonnant est modifié. C'est-à-dire lorsque cette variable augmente, la dimension du pavé intérieur reste inchangée, mais celle de l'anneau extérieur augmente tout en conservant son épaisseur. La fréquence basse est liée aux dimensions de l'anneau, ainsi on observe un décroissement plus rapide de celle-ci.

2.3.7.e. Conclusion de l'étude paramétrique

L'étude paramétrique montre que les deux fréquences basse et haute sont indépendamment pilotables en variant respectivement les deux principaux paramètres : le côté de l'anneau a_2 et le côté du pavé intérieur a_3 de l'antenne. Nous pouvons ensuite ajuster les fréquences de résonance en faisant varier les deux autres paramètres qui sont la largeur des quatre languettes et la largeur des quatre fentes. Cependant, pour conserver la polarisation circulaire aux deux fréquences désirées, il est nécessaire de réajuster la position de la sonde coaxiale qui alimente l'antenne ainsi que la dimension des coins coupés de l'anneau et du pavé.

2.3.8. Conclusions

En conclusion de cette partie du chapitre III, nous pouvons dire que nous avons modélisé et réalisé une antenne bibande à polarisations circulaires de sens opposés. Les avantages de cette antenne sont deux standards réunis au moyen d'une seule structure, une bande passante largement suffisante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, une bonne adaptation et un bon gain en polarisation circulaire. Ses inconvénients sont une bande passante en polarisation circulaire (pour un rapport axial inférieur à 3 dB) relativement étroite, une ouverture angulaire pas assez large pour le standard SDARS. Cette antenne fonctionne pour deux standards américains qui sont le GPS et le SDARS. Elle se destinerait plutôt pour les applications automobiles. Dans le chapitre IV, nous combinerons celle-ci avec l'antenne quadribande à polarisation linéaire en vue de réaliser une antenne multistandard.

Un article au sujet cette antenne a été accepté à la conférence Eucap 2007 qui a eu lieu à Edimbourg du 12 au 16 novembre 2007.

2.4. Antenne bibande à polarisation circulaire de même sens de rotation

Avant de passer à une structure différente, nous allons montrer qu'en apportant une légère modification dans la géométrie de la structure de l'antenne étudiée dans la partie 2.3, nous pouvons changer le sens de rotation de la fréquence haute et ainsi obtenir une antenne à double polarisation circulaire de même sens.

2.4.1. Description de la géométrie de l'antenne

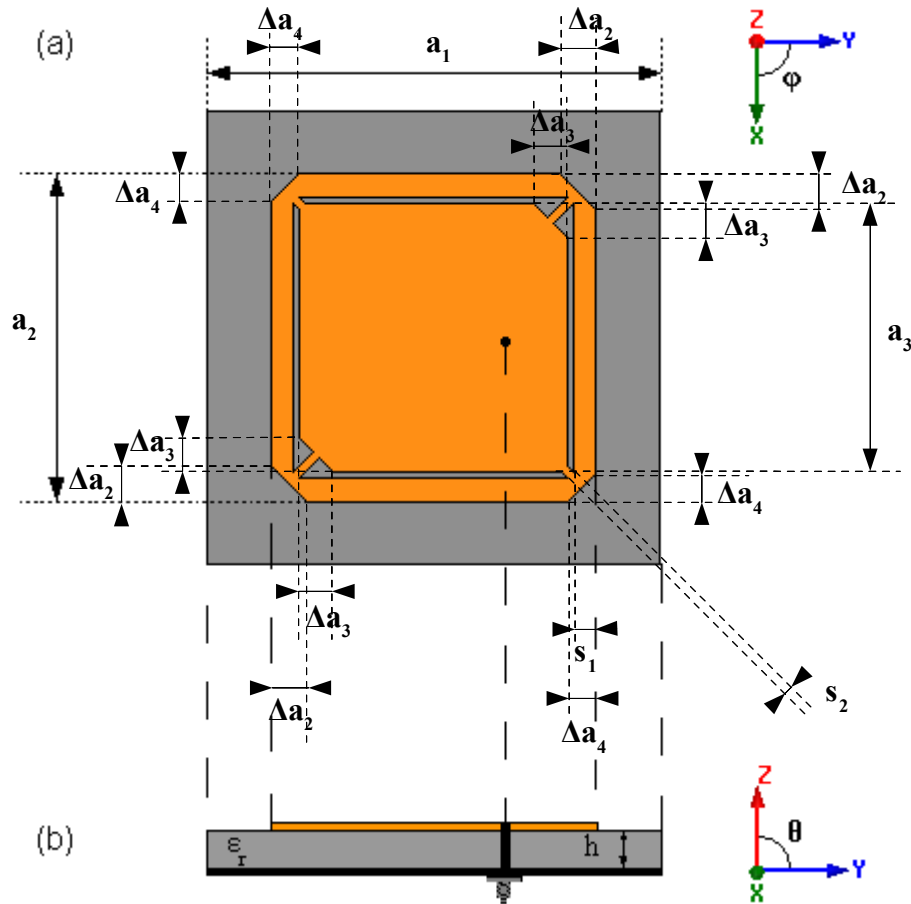


Figure 3.51: Géométrie de l'antenne
(a) vue de dessus, (b) vue de face

➤ Caractéristiques de l'antenne :

a_1	a_2	a_3	Δa_2	Δa_3	Δa_4	s_1	s_2	h	ϵ_r
50 mm	36 mm	29,5 mm	4 mm	3,8 mm	3,2 mm	5 mm	1 mm	1,524 mm	2,2

Tableau 3.16: Caractéristiques de l'antenne à double polarisation de même sens

La **figure 3.51** présente la structure de l'antenne. Elle est proche mais de dimensions inférieures à l'antenne GPS-SDARS étudiée dans la partie 2.3. Tous les coins de l'anneau extérieur sont coupés. Dans cette configuration, la sonde coaxiale est placée à **7,7 mm** du centre selon l'axe des y.

➤ Réalisation :

Un prototype (**Fig. 3.52**) a été réalisé.

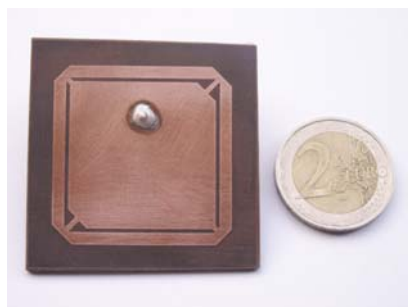


Figure 3.52: Photos de l'antenne à double polarisation circulaire de même sens

2.4.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

La **figure 3.53** représente le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence. Cette antenne fonctionne à deux fréquences de travail distinctes établies dans le tableau suivant :

	Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re (Z) [Ω]	Im (Z) [Ω]	Bande passante [MHz]
Simulation	2,384	-22,24	43,3	5,6	[2372,8-2403,6] = 30,8
	3,936	-16,52	62,4	-7,0	[3910,0-3972,0] = 62,0
Mesure	2,414	-36,36	51,5	0,1	[2395,2-2426,5] = 31,3
	3,961	-13,14	74,5	12,7	[3935,0-3995,8] = 60,8

Tableau 3.17: Adaptation de l'antenne à double polarisation circulaire de même sens

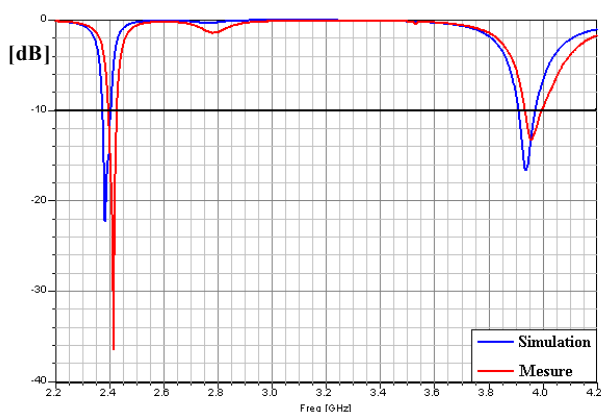


Figure 3.53: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

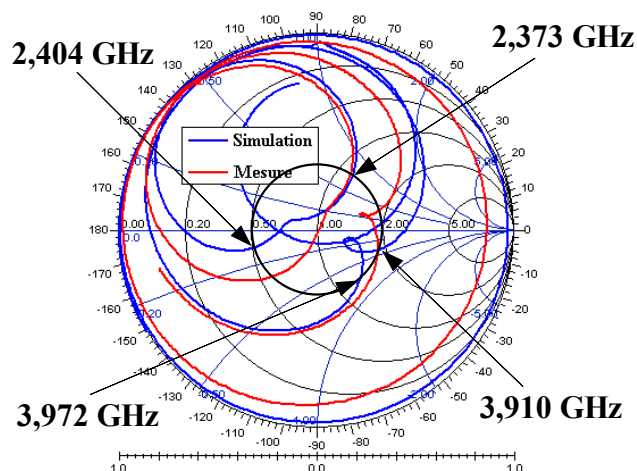


Figure 3.54: Impédance d'entrée

On remarque qu'il y a une très bonne concordance entre les résultats de la simulation et de la mesure avec des bandes passantes qui ne sont pas trop étroites. D'après le **tableau 3.13**, nous pouvons constater que les fréquences de travail mesurées sont décalées d'environ 27 MHz par rapport aux fréquences de travail simulées. Cette antenne n'est pas réglée pour fonctionner dans deux standards connus.

Le diagramme de Smith (**Fig. 3.54**) montre qu'en mesure, les deux boucles correspondant aux deux bandes passantes s'amoindrissent. Ce qui signifie que l'écart entre les fréquences des modes orthogonaux devient plus faible.

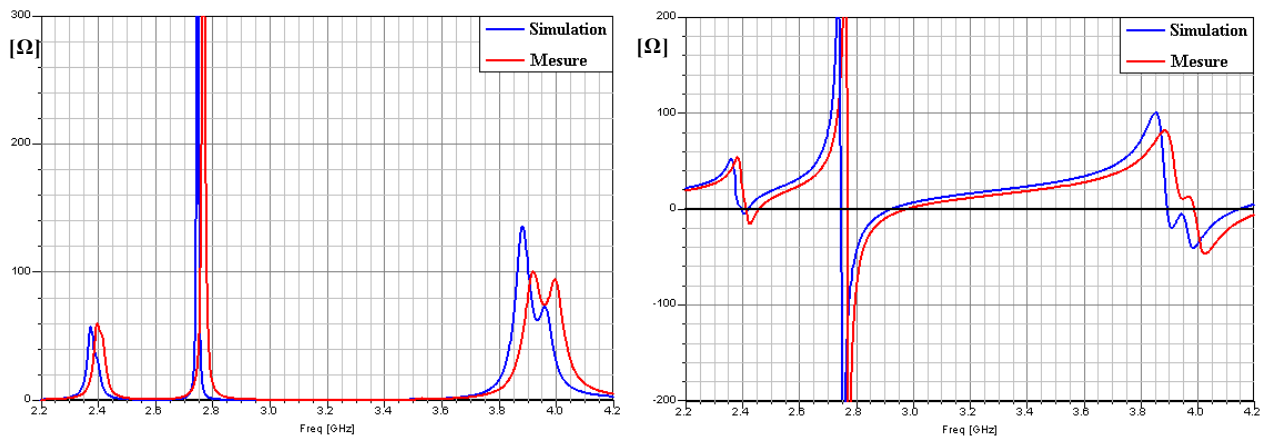


Figure 3.55: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

L'impédance d'entrée Z (**Fig. 3.55**) en terme de partie réelle montre que les fréquences des deux modes orthogonaux sont si proches qu'elles se fondent en une seule et même fréquence dans la bande basse. Par contre dans la bande haute, les deux fréquences correspondants aux deux modes orthogonaux sont distinctes. On observe sur la partie imaginaire un décalage vertical causé par la composante selfique de la sonde coaxiale. Nous pouvons cependant compenser cet effet en modifiant les dimensions de la sonde coaxiale.

2.4.3. Rapports axiaux

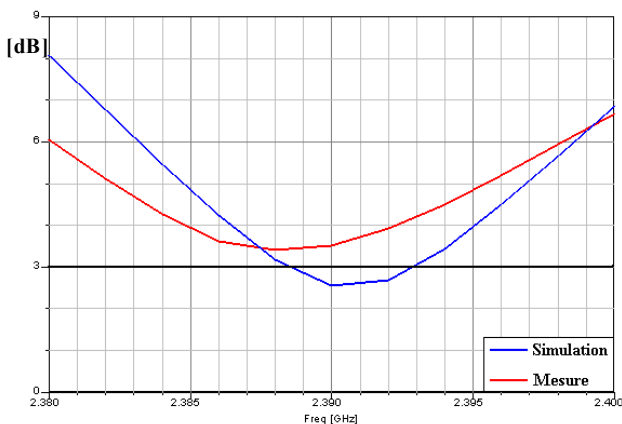


Figure 3.56: Rapport axial dans la bande basse

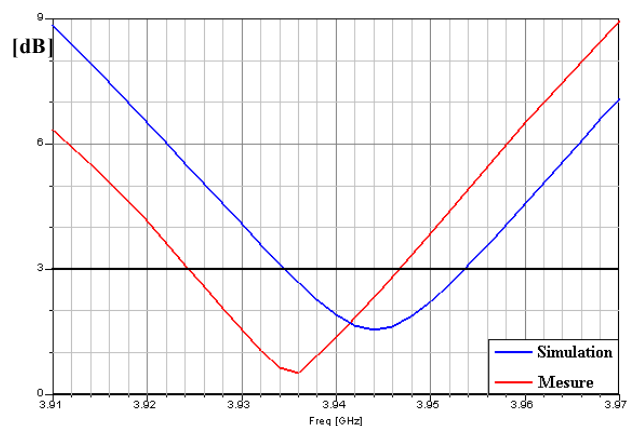


Figure 3.57: Rapport axial dans la bande haute

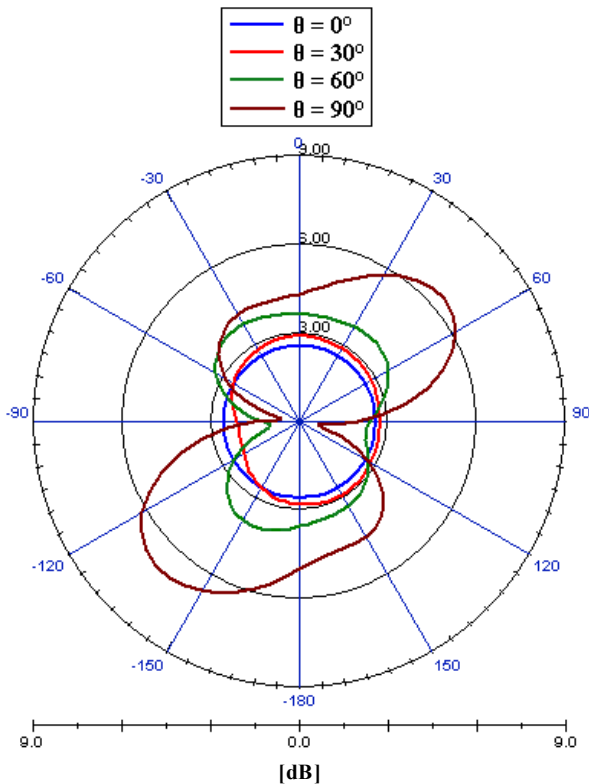


Figure 3.58: Rapport axial dans le plan azimutal à f_1

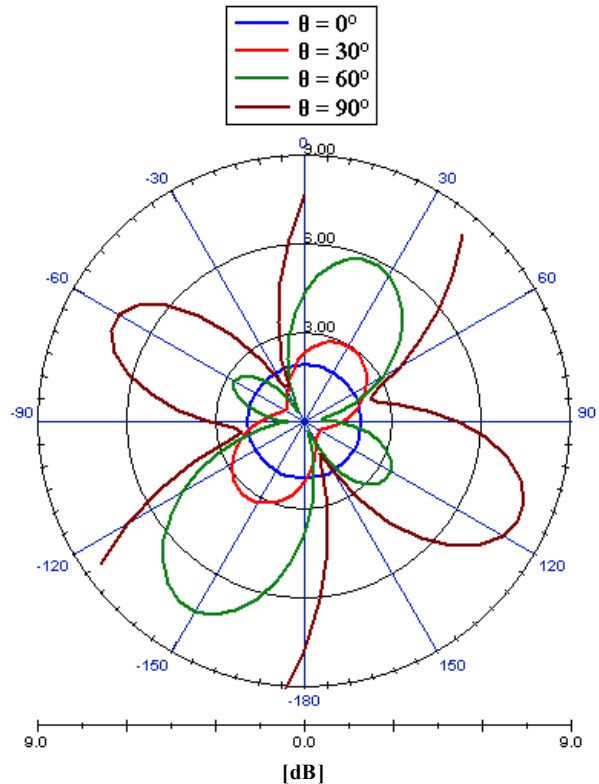


Figure 3.59: Rapport axial dans le plan azimutal à f_3

Le rapport axial dans les deux bandes de fréquences en fonction de la fréquence (Fig. 3.56 et 3.57) montre une bonne concordance entre les mesures et les simulations. Les résultats sont donnés dans le **tableau 3.18** suivant :

		Simulation	Mesure
Bande basse	Fréquences [GHz]	$f_1 = 2,390$	$f_2 = 2,388$
	Rapport Axial [dB]	2,56	3,41
	Bande Passante en polarisation circulaire pour RA < 3 dB [MHz]	[2388,3-2392,4] 4,1	
Bande haute	Fréquences [GHz]	$f_3 = 3,944$	$f_4 = 3,936$
	Rapport Axial [dB]	1,56	0,51
	Bande passante en polarisation circulaire pour RA < 3 dB [MHz]	[3934,8-3953,8] 19	[3924,5-3946,8] 22,3

Tableau 3.18: Performances en polarisation circulaire de l'antenne

On remarque une bande passante en polarisation circulaire relativement étroite dans la bande basse et plus large dans la bande haute. En mesure, l'antenne ne présente pas de polarisation circulaire dans la bande basse, mais le rapport axial n'est cependant pas trop élevé. Cette perte de polarisation circulaire vient de la précision de la réalisation. Et comme nous avons vu précédemment, le position de l'alimentation est déterminante. A 1 % près du placement de celle-ci, les performances de l'antenne se dégradent.

Pour la suite de cette étude, nous allons comparer les gains aux fréquences où le rapport axial est minimal. Nous comparerons d'une part les performances de l'antenne aux fréquences f_1 et f_2 puis d'autre part celles aux fréquences f_3 et f_4 .

Les diagrammes de rayonnement (**Fig. 3.58 et 3.59**) représentent le rapport axial aux fréquences théoriques f_1 et f_3 dans le plan azimutal pour différentes valeurs de l'angle d'élévation θ . Nous observons que le rapport axial est inférieur à 3 dB pour un angle d'élévation compris entre l'axe et jusqu'à plus de 30° à la fréquence basse f_1 et presque 30° pour la fréquence haute f_3 .

2.4.4. Gains E_θ et E_φ

Nous comparons les gains E_θ et E_φ obtenus en simulation et mesure aux fréquences GPS f_1 et f_2 (**Fig. 3.60**) et aux fréquences SDARS f_3 et f_4 (**Fig. 3.61**) dans les deux plans orthogonaux. Nous observons que l'allure des courbes est semblable malgré un léger décalage du niveau d'amplitude d'environ 0,5 à 3 dB. Les gains maximaux sont répertoriés dans les **tableaux 3.19 et 3.20**.

➤ Aux fréquences basses simulée f_1 et mesurée f_2

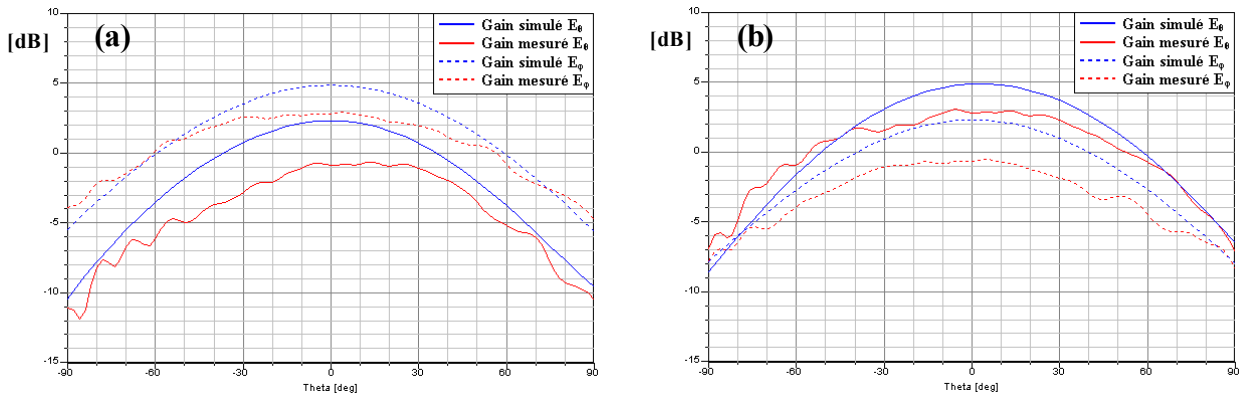


Figure 3.60: Gains E_θ et E_φ simulés à f_1 et mesurés à f_2
(a) dans le plan x-z
(b) dans le plan y-z

➤ Aux fréquences hautes simulée f_3 et mesurée f_4

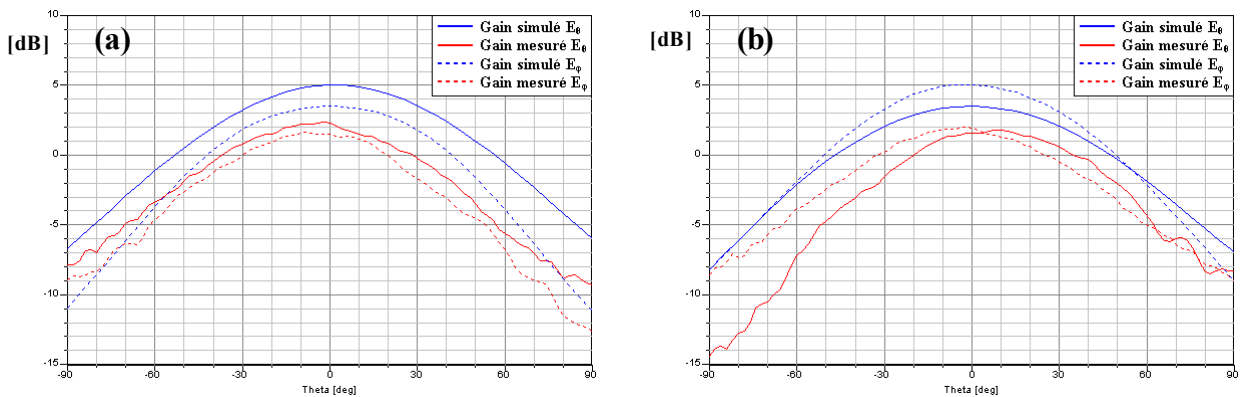


Figure 3.61: Gains E_θ et E_φ simulés à f_3 et mesurés à f_4
(a) dans le plan x-z
(b) dans le plan y-z

➤ Dans le plan x-z

[dB]	Gain simulé E_θ max	Gain mesuré E_θ max	Gain simulé E_ϕ max	Gain mesuré E_ϕ max
$f_1 = 2,39$ GHz	2,3		4,9	
$f_2 = 2,388$ GHz		-0,6		3,0
$f_3 = 3,944$ GHz	5,1		3,5	
$f_4 = 3,936$ GHz		2,4		1,6

Tableau 3.19: Gains de l'antenne dans le plan x-z

➤ Dans le plan y-z

[dB]	Gain simulé E_θ max	Gain mesuré E_θ max	Gain simulé E_ϕ max	Gain mesuré E_ϕ max
$f_1 = 2,39$ GHz	4,9		2,3	
$f_2 = 2,388$ GHz		3,1		-0,5
$f_3 = 3,944$ GHz	3,5		5,1	
$f_4 = 3,936$ GHz		1,8		2,0

Tableau 3.20: Gains de l'antenne dans le plan y-z

On remarque encore qu'on obtient bien dans l'axe de l'antenne un $gain E_\theta(plan\ x-z)$ égal au $gain E_\phi(plan\ y-z)$ aussi bien en simulation qu'en mesure.

2.4.5. Gains simulés en polarisation circulaire

En simulation, l'antenne fonctionne bien en polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquence puisque le rapport axial est inférieur à 3 dB. Nous allons maintenant déterminer son sens de rotation en visualisant les gains simulés en polarisation circulaire gauche et droite.

À la fréquence basse f_1 (Fig. 3.62 et 3.63), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP est compris entre -35 et -10 dB tandis que le gain RHCP est compris entre -6 et 7 dB.

À la fréquence haute f_3 (Fig. 3.64 et 3.65), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP est compris entre -40 et -5 dB tandis que le gain RHCP est compris entre 0 et 6 dB. Nous obtenons ainsi une antenne à double polarisation circulaire de sens droite. En coupant les quatre coins de l'anneau, nous changeons le sens de rotation de la polarisation circulaire à la fréquence haute. Les gains moyens en polarisation circulaire sont donnés dans le tableau suivant :

Gain RHCP moyen[dB]		Fréquence basse f_1	Fréquence haute f_3
θ	0° (dans l'axe)	6,7	5,4
	30°	5,3	3,7
	60°	1,3	1,2
	90°	-4,3	0,3

Tableau 3.21: Gains en polarisation circulaire droite de l'antenne

➤ À la fréquence basse f_1

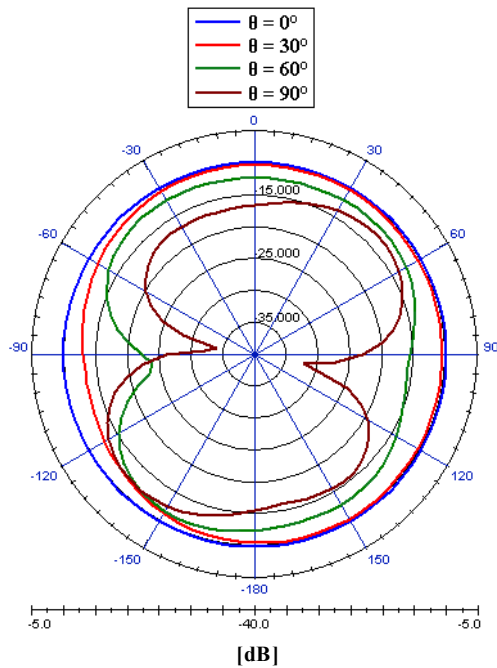


Figure 3.62: Gain LHCP dans le plan azimutal

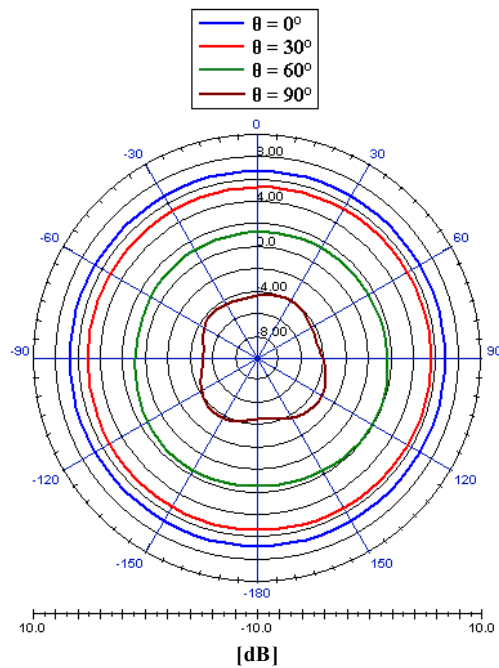


Figure 3.63: gain RHCP dans le plan azimutal

➤ À la fréquence haute f_3

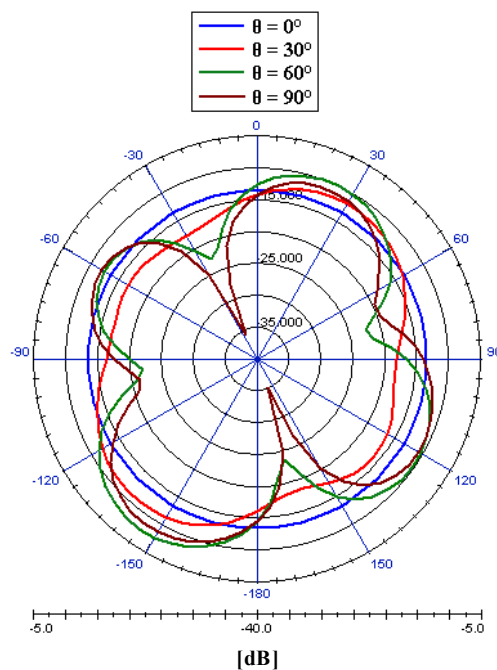


Figure 3.64: Gain LHCP dans le plan azimutal

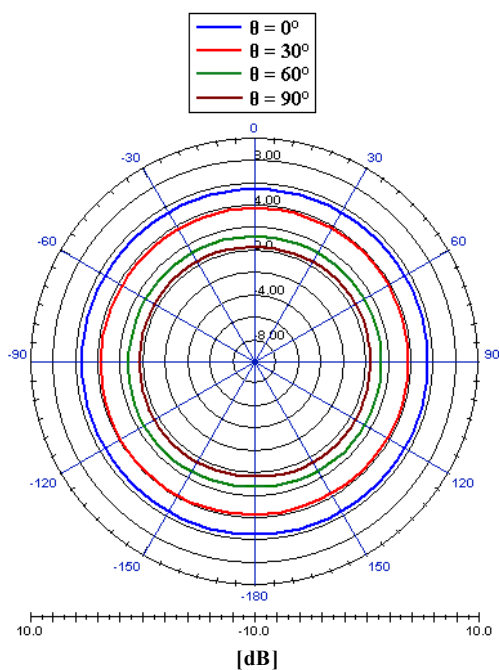


Figure 3.65: Gain RHCP dans le plan azimutal

2.4.6. Distribution des courants de surface

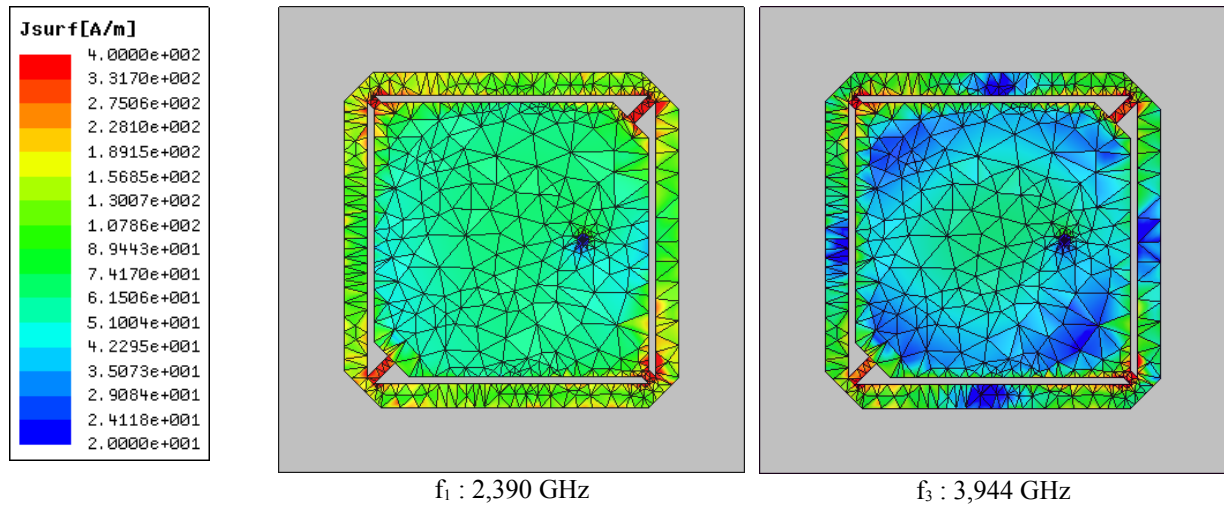


Figure 3.66: Distribution des courants de surface

Dans cette configuration, la distribution des courants de surface (**Fig. 3.66**) montre qu'aux deux fréquences, les courants de surface se concentrent aussi au niveau des quatre languettes qui relient l'anneau extérieur au pavé intérieur. De même que pour l'antenne GPS-SDARS (**cf 2.3**) les courants de surface sont très faibles dans le pavé intérieur ainsi qu'au niveau des deux axes x et y pour l'anneau à la fréquence f_2 .

2.4.7 Conclusions

En coupant les quatre coins de l'anneau, nous pouvons obtenir une antenne à polarisation circulaire de même sens dans les bandes de fréquences basse et haute. De plus, en plaçant la sonde coaxiale sur l'autre axe, nous pouvons inverser le sens de rotation des deux polarisations circulaires de l'antenne. Dans notre cas, l'antenne fonctionne en polarisation circulaire droite dans les deux bandes de fréquences car l'alimentation est placée selon l'axe des y . Si celle-ci est placée selon l'axe des x , l'antenne sera en polarisation circulaire gauche dans les deux bandes de fréquences.

Une perspective intéressante serait de trouver une méthode utilisant des diodes ou autres composants qui puissent contrôler cette antenne, c'est-à-dire, de pouvoir passer d'une antenne à double polarisation circulaire de sens opposé à une antenne à double polarisation circulaire de même sens. Des travaux dans ce domaine utilisant une antenne active à base de MEMS a été conçue à l'IETR [3-42]. Cette antenne développe un concept qui lui permet de commuter d'une polarisation circulaire à une polarisation linéaire.

Une autre perspective intéressante pour notre antenne qui présente beaucoup d'avantages (rayonnement axial, gain élevé) serait son optimisation pour la couverture des deux standards GPS. Cependant ceci n'est pas possible car les deux bandes de fréquences du GPS sont trop proches. En effet, pour couvrir ces deux bandes avec les règles établies, on aurait du rétrécir la largeur de l'anneau jusqu'à sa disparition, entraînant du même coup la perte du fonctionnement bibande. Une autre solution est présentée ci-après.

3. Antenne double couche bibande GPS₁-GPS₂

L'antenne monocouche étudiée précédemment (cf 2.4) ne permet pas le fonctionnement dans les deux bandes de fréquence GPS car ces deux bandes sont trop proches l'une de l'autre. Nous avons dû trouver un autre moyen pour concevoir une antenne à double polarisation circulaire de même sens. Ainsi, la méthode de l'antenne double couche inspirée d'un article [3-32], est une alternative à ce problème.

3.1. Description de la géométrie de l'antenne

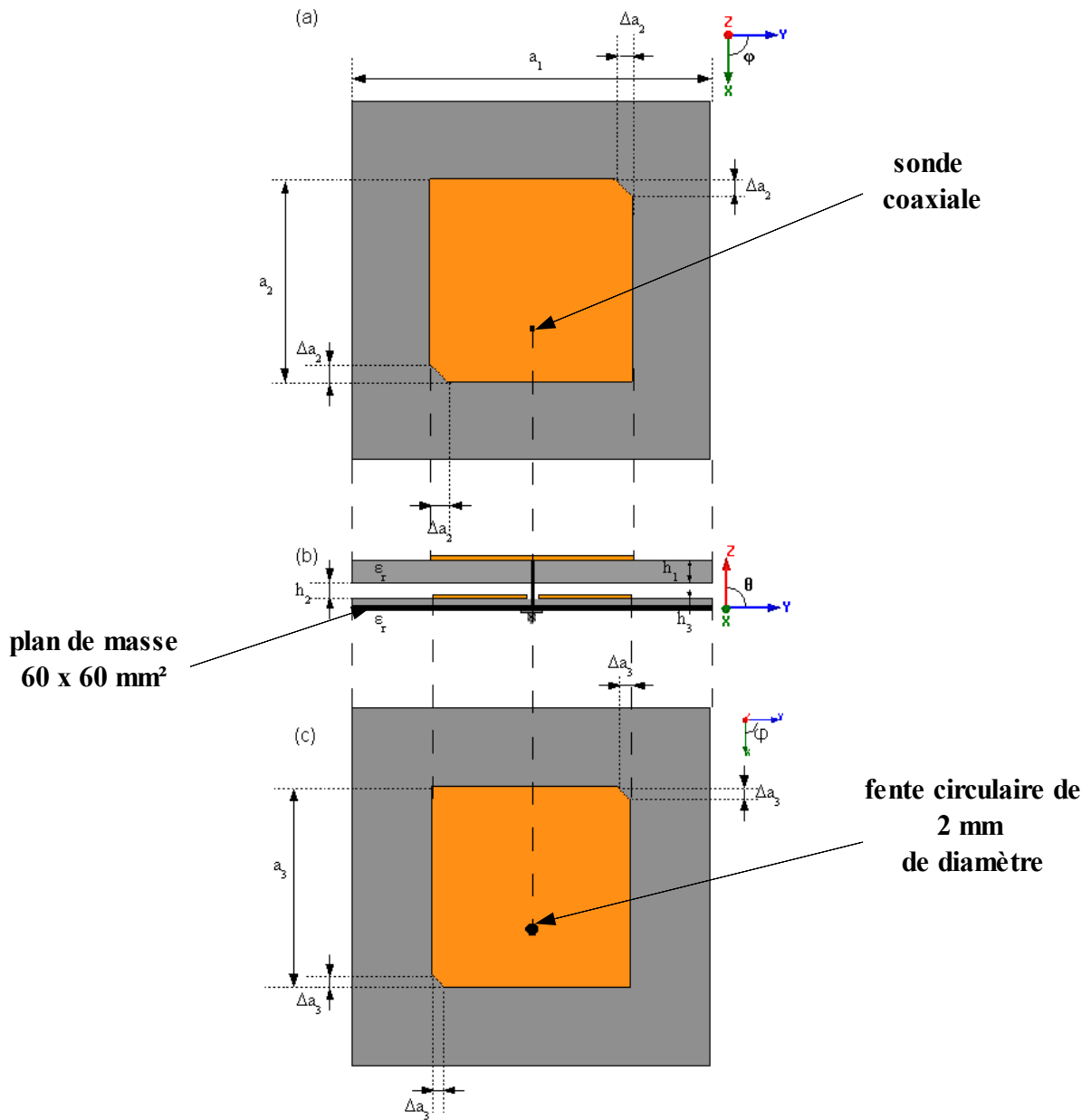


Figure 3.67: Géométrie de l'antenne double couche
(a) antenne supérieure, (b) combinaison des deux antennes, (c) antenne inférieure

La **figure 3.67** présente la structure de l'antenne. C'est la combinaison de deux antennes à éléments rayonnants carrés imprimés dont les coins coupés sont situés sur les mêmes diagonales de l'antenne. Ces éléments rayonnants sont imprimés sur un substrat céramique [3-44] de permittivité ϵ_r et d'épaisseur h_1 pour le substrat supérieur et h_2 pour le substrat inférieur. Les deux éléments rayonnants reposent sur un substrat de même dimensions latérales $a_1 \times a_1 \text{ mm}^2$. L'élément rayonnant supérieur a une dimension de $a_2 \times a_2$ et la taille de ses coins coupés est de Δa_2 . Quant à l'élément rayonnant inférieur, ses dimensions sont de $a_3 \times a_3$ et la taille de ses coins coupés est de Δa_3 . Une sonde coaxiale, placée à **7,2 mm** du centre, excite l'élément rayonnant supérieur en passant à travers un orifice circulaire de 2 mm de diamètre dans le pavé inférieur. Une couche d'air d'épaisseur h_2 sépare les pavés supérieur et inférieur.

➤ Caractéristiques de l'antenne :

a_1	a_2	a_3	Δa_2	Δa_3	h_1	h_2	h_3	ϵ_r
60 mm	33,9 mm	33,3 mm	2,9 mm	2 mm	1,6 mm	0,5 mm	5 mm	10

Tableau 3.22: Caractéristiques de l'antenne GPS₁-GPS₂

➤ Simulation et réalisation :

L'antenne a été modélisée et simulée grâce au logiciel HFSS d'Ansoft Corporation. Cependant, elle n'a pas été réalisée car ce substrat de permittivité $\epsilon_r = 10$ est très coûteux et en petite quantité au LEAT. C'est pourquoi nous avons préféré conserver ce substrat pour l'antenne combinée finale.

3.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

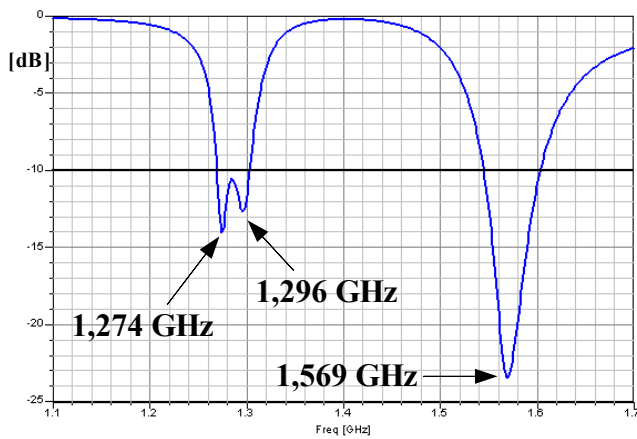


Figure 3.68: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

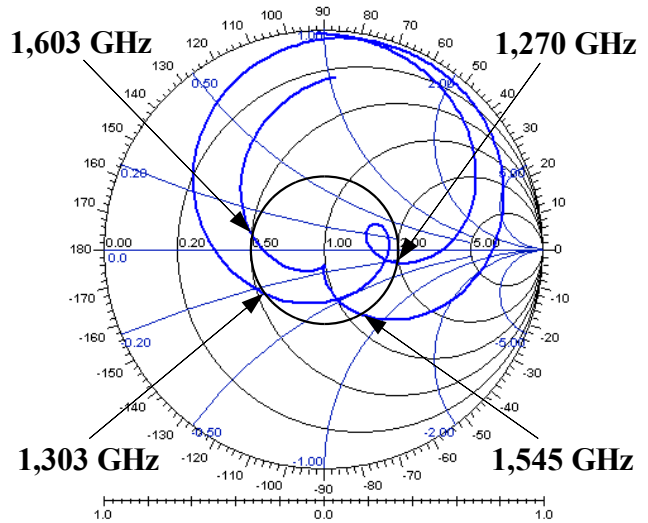


Figure 3.69: Impédance d'entrée

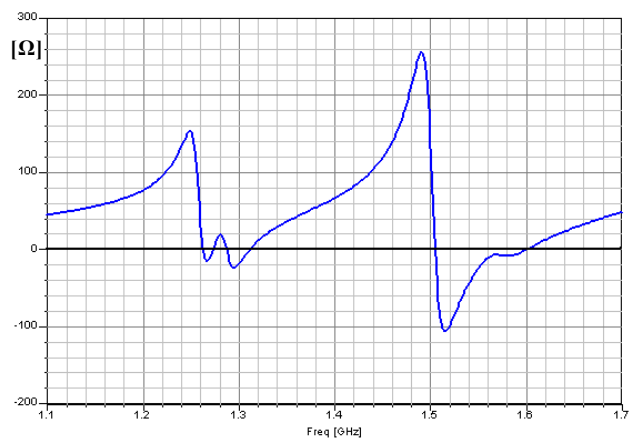
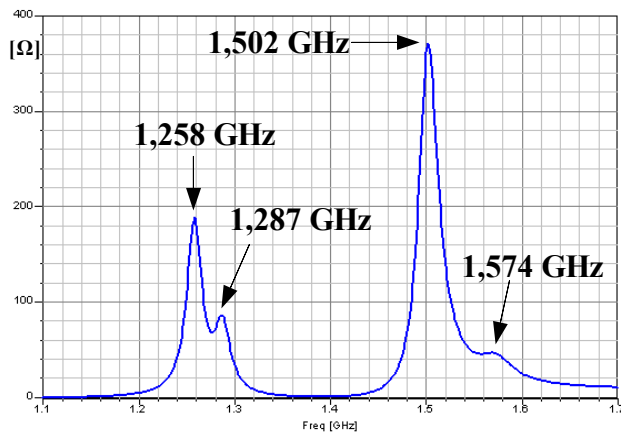


Figure 3.70: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

La **figure 3.68** représente le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence. Cette antenne fonctionne à deux fréquences distinctes, établies dans le tableau suivant :

	Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re (Z) [Ω]	Im (Z) [Ω]	BP [MHz]
GPS ₁	$f_1 = 1,279$	-12,05	71,5	18,3	[1270-1303] = 33
GPS ₂	$f_2 = 1,575$	-22,11	46,3	-7,3	[1545-1603] = 58

Tableau 3.23: Adaptation de l'antenne GPS₁-GPS₂

D'après le **tableau 3.23**, cette antenne à deux couches présente une bande passante correcte dans les deux bandes de fréquence pour une antenne de type imprimé. Le second cahier des charges impose une bande passante de 20 MHz dans la bande GPS₁ et de 16 MHz dans la bande GPS₂. Par conséquent, cette antenne présente une bande passante suffisante. Cependant, la qualité d'adaptation

à la fréquence GPS_1 est un peu faible comparée à celle obtenue à la fréquence GPS_2 .

Le diagramme de Smith (**Fig. 3.69**) montre des lieux d'impédance Z comparables à ceux de l'élément de base carré à coins coupés étudié dans le paragraphe 2.2. Nous pouvons alors supposer qu'en bande basse et haute, nous avons le comportement d'une antenne à polarisation circulaire. Dans la bande basse, la boucle est ici plus grande que dans la bande haute car les fréquences des deux modes orthogonaux sont plus écartées, ce qui est confirmé par le coefficient de réflexion (**Fig. 3.68**).

En observant la partie imaginaire de Z (**Fig. 3.70**), nous remarquons un décalage vertical des courbes traduisant un effet capacitif. Celui-ci est créé par la mise en parallèle des deux éléments rayonnants très faiblement espacés.

3.3. Rapports axiaux simulés

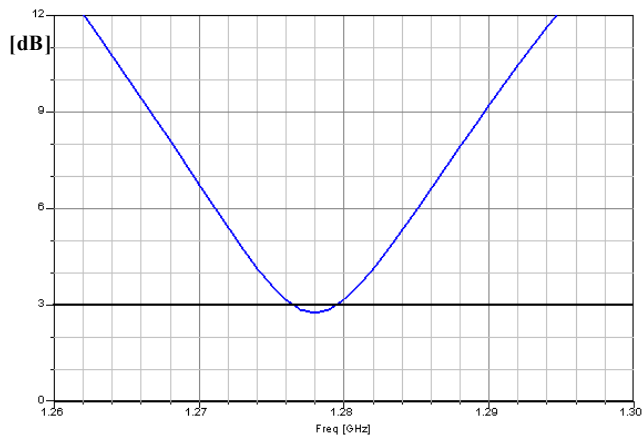


Figure 3.71: Rapport axial dans la bande GPS₁

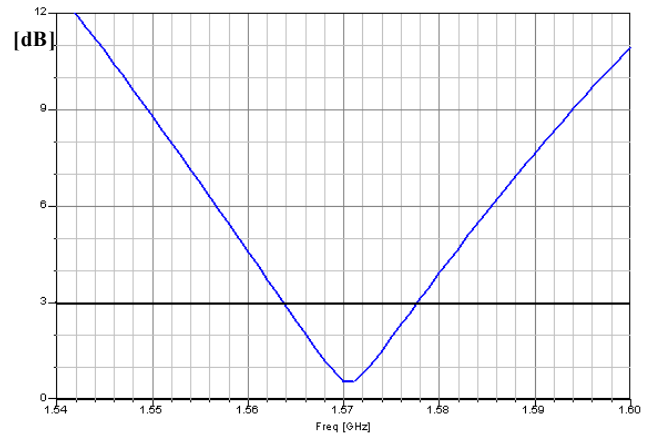


Figure 3.72: Rapport axial dans la bande GPS₂

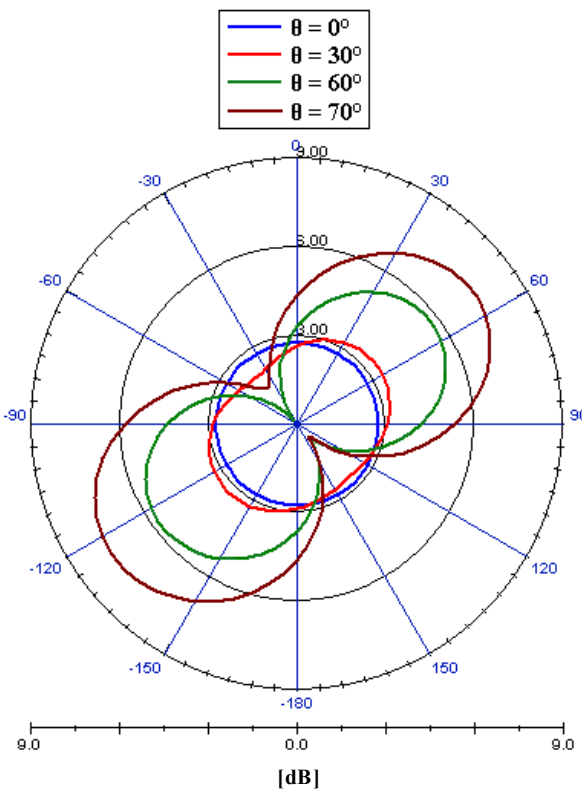


Figure 3.73: Rapport axial dans le plan azimutal à f_1

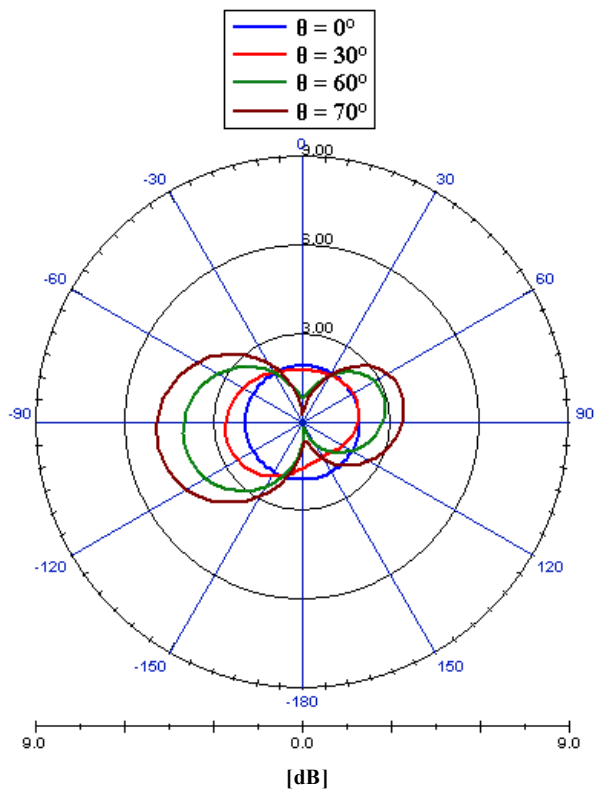


Figure 3.74: Rapport axial dans le plan azimutal à f_2

Le rapport axial dans les deux bandes de fréquences en fonction de la fréquence est représenté aux figures 3.71 et 3.72. Les résultats sont donnés dans le tableau suivant :

	GPS ₁	GPS ₂
Fréquences [GHz]	$f_1 = 1,279$	$f_2 = 1,575$
Rapport Axial RA [dB]	2,85	1,93
Fréquences où le RA est minimal [GHz]	$f_3 = 1,278$	$f_4 = 1,571$
RA [dB]	2,75	0,53
Bande Passante en polarisation circulaire pour RA < 3dB [MHz]	[1276,5-1279,4] 2,9	[1563,9-1577,8] 13,9

Tableau 3.24: Performances en polarisation circulaire de l'antenne GPS₁-GPS₂

On remarque une bande passante en polarisation circulaire très étroite dans la bande basse, insuffisante par rapport aux 20 MHz demandées par le deuxième cahier des charges. Celle dans la bande haute, meilleure que dans la bande basse est cependant insuffisante par rapport aux 16 MHz imposés. Il est difficile d'obtenir une bande passante assez large à partir d'éléments rayonnants imprimés. De plus, la combinaison de deux antennes excitées par une seule alimentation réduit encore la bande passante. Les figures 3.73 et 3.74) représentent le rapport axial aux fréquences théoriques f_1 et f_2 dans le plan azimutal pour différentes valeurs de l'angle d'élévation θ . Nous observons que le rapport axial est inférieur à 3 dB pour un angle d'élévation compris entre 0° et 30°

environ pour la fréquence $\text{GPS}_1 f_1$, et à plus de 30° pour la fréquence $\text{GPS}_2 f_2$. L'ouverture angulaire en polarisation circulaire est donc plus grande pour cette fréquence f_2 qu'à la fréquence f_1 .

3.4. Gains simulés en polarisation circulaire

L'antenne fonctionne bien en polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquences. Nous allons déterminer son sens de rotation en visualisant les gains en polarisations circulaires gauche et droite. À la fréquence $\text{GPS}_1 f_1$ (**Fig. 3.75 et 3.76**), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP compris entre -45 et -10 dB est très faible par rapport au gain RHCP qui est compris entre -3 et 3 dB. Nous en déduisons donc qu'à la fréquence f_1 , l'antenne fonctionne en polarisation circulaire droite. À la fréquence $\text{GPS}_2 f_2$ (**Fig. 3.77 et 3.78**), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP, compris entre -40 et -10 dB, est très faible par rapport au gain RHCP qui est compris entre -1 et 6 dB. Nous en déduisons donc qu'à la fréquence f_2 , l'antenne fonctionne également en polarisation circulaire droite. Les gains moyens en polarisation circulaire sont donnés dans le tableau suivant :

Gain RHCP [dB]		GPS ₁	GPS ₂
		$f_1 = 1,279 \text{ GHz}$	$f_2 = 1,575 \text{ GHz}$
θ	0° (dans l'axe)	3,0	5,2
	30°	2,1	4,1
	60°	-0,7	1,2
	70°	-2,1	-0,1

Tableau 3.25: Gains en polarisation circulaire de l'antenne GPS_1 - GPS_2

Nous obtenons un meilleur gain à la fréquence haute qu'à la fréquence basse. Dans les deux cas, le gain répond aux critères du second cahier des charges.

- À la fréquence $\text{GPS}_1 f_1$

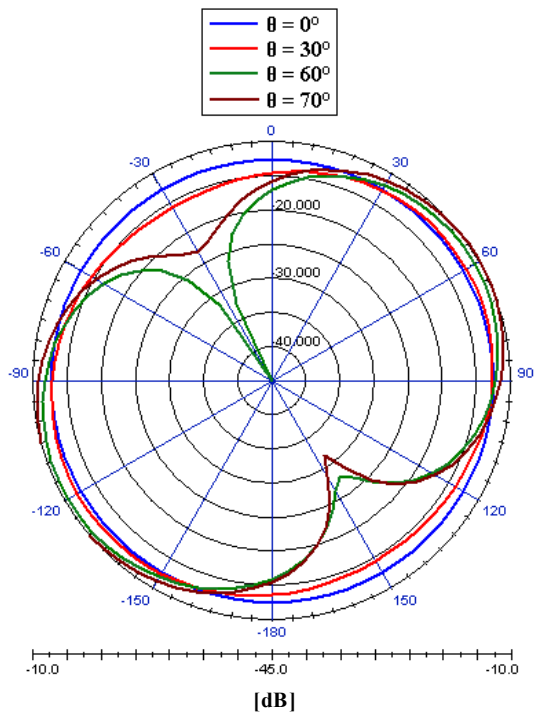


Figure 3.75: Gain LHCP dans le plan azimutal

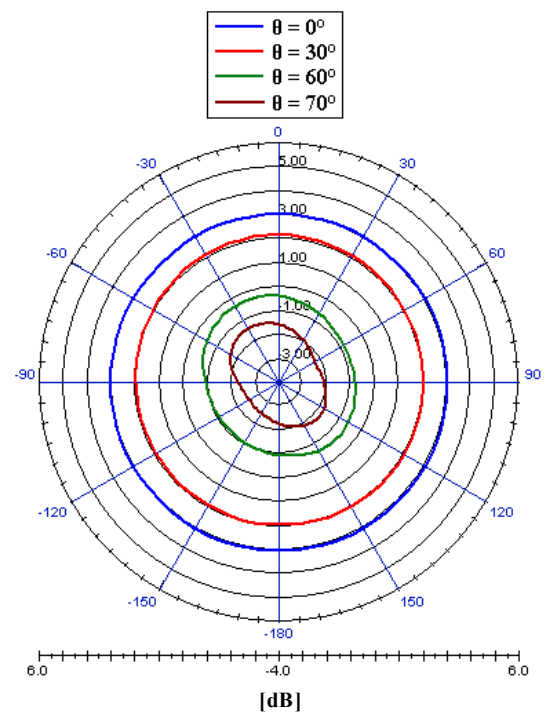


Figure 3.76: Gain RHCP dans le plan azimutal

➤ À la fréquence $\text{GPS}_2 f_2$

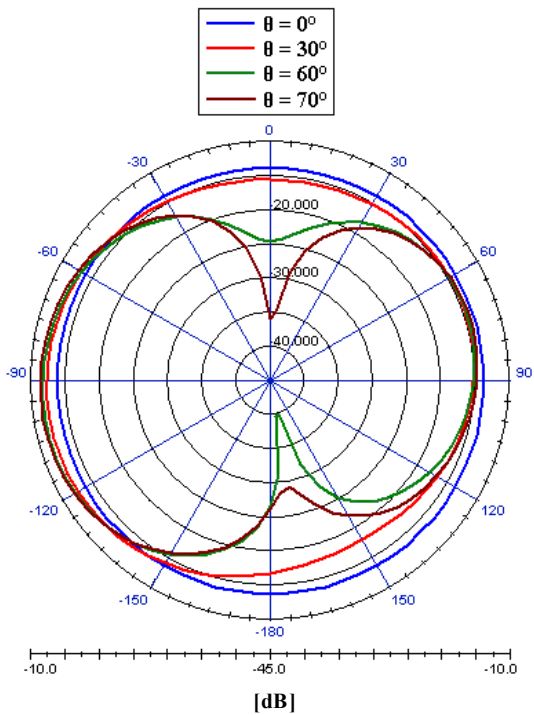


Figure 3.77: Gain LHCP dans le plan azimutal

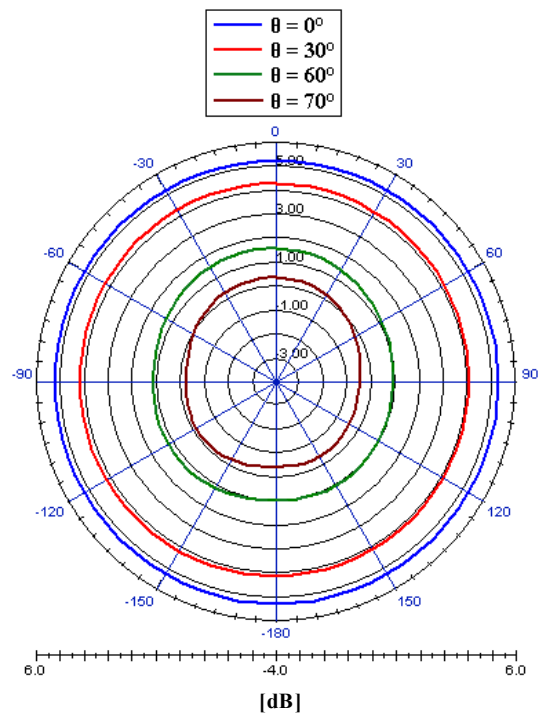


Figure 3.78: Gain RHCP dans le plan azimutal

3.5. Distribution des courants de surface

➤ À la fréquence $\text{GPS}_1 f_1$

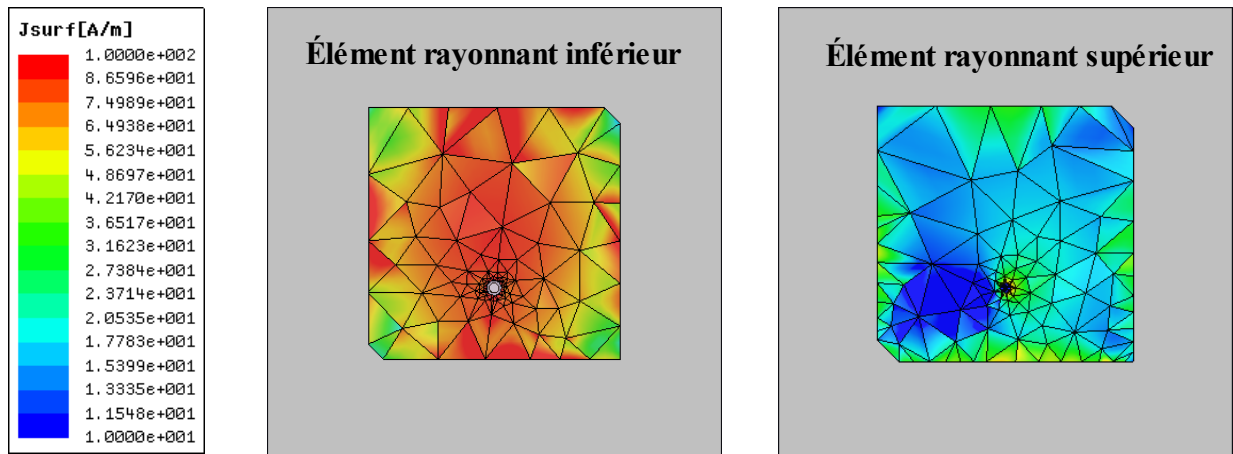


Figure 3.79: Distribution des courants de surface

La distribution des courants de surface (**Fig. 3.79**) est beaucoup plus importante sur l'élément rayonnant inférieur. Par conséquent, la fréquence $\text{GPS}_1 f_1$ est surtout influencée par cet élément.

➤ À la fréquence $\text{GPS}_2 f_2$

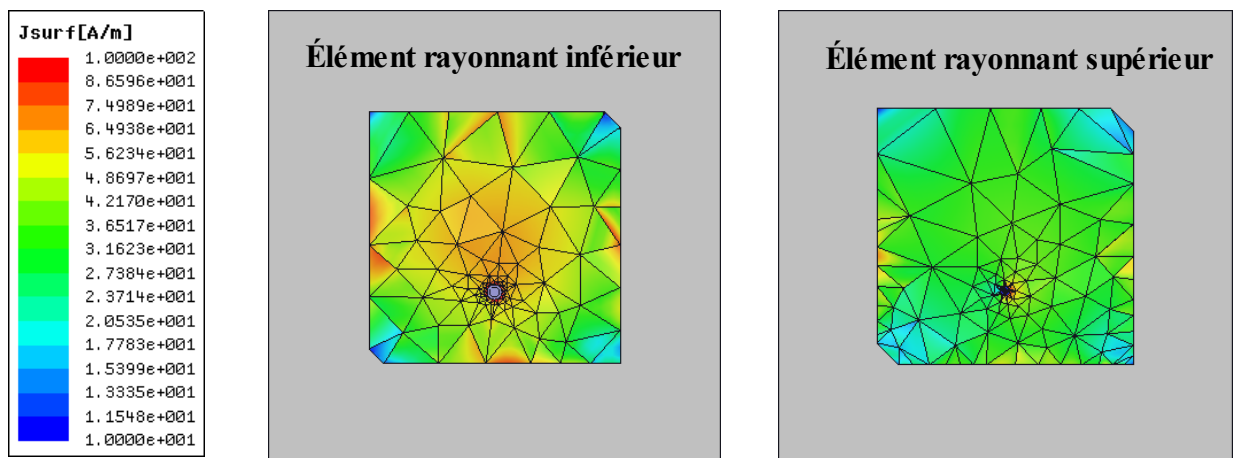


Figure 3.80: Distribution des courants de surface à la fréquence $\text{GPS}_2 f_2$

La distribution des courants de surface (**Fig. 3.80**) demeure toujours un peu plus importante sur l'élément rayonnant inférieur mais augmente sur l'élément supérieur. La fréquence $\text{GPS}_2 f_2$ est donc cette fois beaucoup plus déterminée par le couplage, créé entre les deux éléments rayonnants superposés que dans le cas de f_1 .

3.6. Conclusions

Cette antenne permet le fonctionnement en mode bibande à double polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquence des deux standards GPS. Nous l'appellerons désormais l'antenne GPS₁-GPS₂. D'après la simulation, l'antenne GPS₁-GPS₂ présente deux points négatifs. Elle possède une bande passante en polarisation circulaire insuffisante dans les deux bandes de fréquences et elle ne fonctionne pas en polarisation circulaire pour toutes les valeurs de l'angle d'élévation θ . Souvent sa polarisation devient elliptique pour un angle d'élévation supérieur à 30° . Cependant, elle est adaptée aux deux fréquences et présente une bande passante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB convenable. Elle fournit un bon gain suffisant aux deux fréquences. Elle répond quasiment à la totalité des critères du deuxième cahier des charges imposé par RADIAL. Malgré ses défauts, nous avons continué à étudier et à améliorer cette antenne, car elle demeure potentiellement intéressante en tant qu'élément à polarisation multiple.

III. CONCLUSIONS

Dans ce chapitre, après un rappel sur la notion de polarisation circulaire, nous avons étudié plusieurs structures bibandes, monocouches et double couches à polarisation circulaire. Nous avons commencé l'étude par un élément carré imprimé de référence. Ensuite, nous avons coupé deux coins opposés pour générer la polarisation circulaire. Puis nous sommes passés à l'étude d'une antenne monocouche couvrant les standards GPS et SDARS. En coupant tous les coins de l'anneau extérieur de l'antenne, nous pouvons modifier le sens de rotation de la polarisation circulaire. Enfin nous avons conçu une antenne bibande pour les deux bandes GPS à l'aide d'une antenne double couche dont les éléments carrés sont imprimés sur un substrat de haute permittivité afin de miniaturiser le système. Ces antennes présentent de bonnes performances en adaptation et en gain.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE III

- [3-1] Constantine A. Balanis
« *ANTENNA THEORY Analysis and Design third edition* »
2005, ISBN: 0-471-66782-X
- [3-2] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka
« *Antennas for all applications* »
- [3-3] H. Nakano, and H. Mimaki
« *Radiation from a short helical antenna backed by a cavity* »
Electronics Letters, 13th April 1995, Vol. 31, No. 8
- [3-4] P. Erätouli, P. Haapala, and P. Vainikainen
« *Dual frequency wire antennas* »
Electronics Letters, 6th June 1996, Vol. 32, No. 2
- [3-5] Ze-Hai Wu, and Edward K. N. Yung
« *Axial mode elliptical cross-section helical antenna* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 10, October 2006
- [3-6] A. Sharaiha, C. Terret, and J. P. Blot
« *Printed quadrifilar resonant helix antenna with integrated feeding network* »
Electronics Letters, 13th February 1997, Vol. 33, No. 4
- [3-7] B. Desplanches, A. Sharaiha, and C. Terret
« *Numerical analysis of helical antennas backed by finite ground planes* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 15, No. 6, August 20 1997
- [3-8] H. Moridhita, S. Takahashi, and T. Kamei
« *Conical beam control of quadrifilar helical antennas* »
Electronics Letters, 1st October 1998, Vol. 34, No. 20
- [3-9] B. Desplanches, A. Sharaiha, and C. Terret
« *Parametrical study of printed quadrifilar helical antennas with central dielectric rods* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 20, No. 4, February 20 1999
- [3-10] B. Desplanches, J. C. Louvigné, A. Sharaiha, and C. Terret
« *Analysis of the mutual coupling in finite arrays of printed quadrifilar helical antennas* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 28, No. 1, January 5 2001
- [3-11] J. C. Louvigné, and A. Sharaiha
« *Synthesis of printed quadrifilar helical antenna* »
Electronics Letters, 1st March 2001, Vol. 37, No. 5
- [3-12] Yan Wai Chow, Edward Kai Ning Yung, and Hon Tat Hui
« *Quadrifilar helix antenna with parasitic helical strips* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 30, No. 2, July 20 2001

- [3-13] J. C. Louvigné, and A. Sharaiha
« *Broadband tapered printed quadrifilar helical antenna* »
Electronics Letters, 19th July 2001, Vol. 37, No. 15
- [3-14] M. Notter, and K. M. Keen
« *Impedance matching arrangement for quadrifilar helix antennas* »
Electronics Letters, 11th April 2002, Vol. 38, No. 8
- [3-15] J. C. Louvigné, A. Sharaiha, and D. Thouroude
« *Broadband compact printed quadrifilar helical antenna for balloon campaign applications* »
Electronics Letters, 15th August 2002, Vol. 38, No. 17
- [3-16] Yen-Yu Chen, and Kin-Lu Wong
« *Low-profile broadband printed quadrifilar helical antenna for broadcasting satellite application* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 36, No. 2, January 20 2003
- [3-17] Y. Letestu, and A. Sharaiha
« *Ku-band printed quadrifilar helical antenna with integrated feeding network* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 40, No. 3, February 5 2004
- [3-18] James M. Tranquilla, and Steven R. Best
« *A study of the Quadrifilar Helix Antenna for Global Positioning System (GPS) Applications* »
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 38, No. 10, October 1990
- [3-19] P. K. Shumaker, C. H. Ho, and K. B. Smith
« *Printed half-wavelength quadrifilar helix antenna for GPS marine applications* »
Electronics Letters, 1st February 1996, Vol. 32, No. 3
- [3-20] O. Leisten, J. C. Vardaxoglou, P. McEvoy, R. Seager, and A. Wingfield
« *Miniaturised dielectrically-loaded quadrifilar antenna for Global Positioning System (GPS)* »
Electronics Letters, 25th October 2001, Vol. 37, No. 22
- [3-21] H. T. Hui, K. Y. Chan, E. K. N. Yung, and X. Q. Shing
« *Coaxial-feed axial mode hemispherical helical antenna* »
Electronics Letters, 11th November 1999, Vol. 35, No. 23
- [3-22] E. Weeratumanoon, and A. Safaai-Jazi
« *Truncated spherical helical antennas* »
Electronics Letters, 30th March 2000, Vol. 36, No. 7
- [3-23] Yingbo Zhang, and H. T. Hui
« *A printed Hemispherical Helical Antenna for GPS Receivers* »
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 35, No. 1, January 2005

- [3-24] Canhui Chen, Binjie hu, and E. K. N. Yung
« *Three-turn concave hemispherical helical antenna for satellite communication* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 2, February 2006
- [3-25] Géraldine Trouillard
« *Contribution à l'étude des phénomènes électromagnétiques liés aux futurs systèmes mobiles de réception hertzienne à bord des véhicules automobiles, conception, réalisation et tests des antennes correspondantes* »
Thèse soutenu le 29 octobre 2003
- [3-26] Chih-Yu Huang
« *Microstrip antenna with lossy patch* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 18, No. 3, June 20 1998
- [3-27] Chei-Wei Su, and Kin-Lu Wong
« *Circularly polarized microstrip antenna with a rectangular ground plane* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 37, No. 2, February 2003
- [3-28] Hsi-Tseng Chou, and Yi-Ling Chiu
« *A compact-sized microstrip antenna for GPS applications* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 4, April 2006
- [3-29] J. R. James, and P. S. Hall
« *Handbook of MICROSTRIP ANTENNAS* »
1989, ISBN 0 86341 150 9
- [3-30] Jen-Yea Jan, and Kin-Lu Wong
« *A dual-band circularly polarized stacked elliptic microstrip antenna* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 24, No. 5, March 5 2000
- [3-31] Xiang-Fei Peng, Shun-Shi Zhong, Sai-Qing Xu, and Qiang Wu
« *Compact dual-band GPS microstrip antenna* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 44, No. 1, January 5 2005
- [3-32] Chih-Ming Su, and Kin-Lu Wong
« *A dual-band GPS microstrip antenna* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 33, No. 4, May 20 2002
- [3-33] Jian-Yi Wu, Jeen-Sheen Row, and Kin-Lu Wong
« *A compact dual-band microstrip patch antenna suitable for DCS/GPS operations* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 29, No. 6, June 20 2001
- [3-34] Jeen-Sheen Row
« *A triple-band microstrip patch antenna* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 38, No. 2, July 20 2003

- [3-35] Shun-Yun Lin and Kuang-Chih Huang
« *A compact Microstrip Antenna for GPS and DCS Application* »
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 53, No. 3, March 2005
- [3-36] Lakhdar Zaïd
« *Antennes compactes pour communications avec les mobiles et les liaisons de proximité* »
Thèse soutenue le 10 décembre 1998
- [3-37] Kyungjin Oh, Bongjun Kim, and Jaehoon Choi
« *Novel Integrated GPS/RKES/PCS Antenna for Vehicular Application* »
IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 15, No. 4, April 2005
- [3-38] Che-Wei Su, Jeen-Sheen Row, and Jia-Feng Wu
« *Design of a single-feed dual-frequency microstrip antenna* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 47, No. 2, October 20 2005
- [3-39] Kow-ming Chang, Ren-Jie Lin, I-Chung Deng, and Qing-Xiang Ke
« *A novel design of a microstrip-fed shorted square-ring slot antenna for circular polarization* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 7, July 2007
- [3-40] Chow-yen-Desmond Sim, Jeen-Sheen Row, and Shing-Hau Chen
« *A dual-band antenna design for GPS and UMTS applications* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 49, No. 8, August 2007
- [3-41] Yoshikatsu Miura, Shoichi Kumagai, Yasuhiro Kazama, and Takayasu Shiokawa
« *Circularly Polarized Slot Antenna with a Modified Reflector for Two-Frequency Operation* »
Electronics and Communications in Japan, Part 2, Vol. 90, No. 7, 2007
- [3-42] Le Garrec L
« *Etude et conception en bande millimétrique d'antennes reconfigurables basées sur la technologie des MEMS* »
Thèse soutenue en novembre 2004
- [3-43] Yeh-Chian Lin, Tsung-Wen Chiu, and Kin-Lu Wong
« *Small-size surface-mountable circularly polarized ceramic-chip antenna for GPS application* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 40, No. 4, February 20 2004

CHAPITRE IV

ANTENNES COMBINÉES MULTISTANDARDS À POLARISATIONS MULTIPLES

- **ÉTAT DE L'ART**
- **COMBINAISON DES ANTENNES**
- **CONCLUSIONS**

Dans ce chapitre, nous étudions deux antennes multi-standards à polarisations multiples. La première fonctionne dans les bandes GPS₁, GPS₂, WLAN aux normes IEEE et Hiperlan. La seconde fonctionne dans les bandes GPS₂, SDARS et WLAN aux deux normes entre 5 et 6 GHz environ. Pour cela, nous combinons d'une part l'antenne à double polarisation circulaire de sens opposé (cf III.1.3) et d'autre part l'antenne à double polarisation circulaire de même sens de rotation (cf III.2.1) avec l'antenne quadribande en polarisation linéaire.

I. ÉTAT DE L'ART

A l'exception des antennes multibandes pour les téléphones cellulaires [4-1] à [4-3], et des antennes à ultra-large bande [4-4], il existe peu d'antenne couvrant plus de trois standards. De plus, la difficulté réside du fait du mélange des polarisations. Il n'est pas aisé de combiner un standard en polarisation circulaire avec un autre standard à polarisation linéaire sans dégrader les performances de l'un et l'autre. Dans cet état de l'art, nous nous sommes concentrés sur les antennes SDARS qui présentent à la fois un rayonnement en polarisations circulaire et linéaire.

Les antennes SDARS qui sont utilisés principalement aux États-Unis pour la réception de la radio par satellite doivent présenter une double polarisation linéaire et circulaire gauche pour une diffusion en continu du signal. Au niveau des articles scientifiques, très peu portent exactement sur les antennes SDARS à proprement dits [4-5] et [4-6]. Ici les antennes présentées sont des antennes commercialisées.

1. Antenne quadrifilaire à hélices et monopole



Figure 4.1: Antenne quadrifilaire à hélices et monopole

Cette antenne (fig. 4.1) est une combinaison d'une antenne quadrifilaire qui génère la polarisation circulaire gauche et d'un monopole de type hélice situé à l'intérieur de l'antenne quadrifilaire qui lui, génère une polarisation linéaire. Elle consiste en la présence de quatre hélices de même circonférence et espacées à égale distance sur le cylindre. Les quatre hélices, imprimées sur un substrat flexible, entourent la forme du cylindre.

Les performances de l'antenne quadrifilaire ne sont pas affectées par la présence du monopole placé à l'intérieur de celui-ci. L'antenne est alimentée par un réseau d'alimentation placé en dessous de l'antenne quadrifilaire, ainsi chaque hélice est alimentée en quadrature de phase. La hauteur de l'antenne incluant le boîtier est approximativement de 95 mm.

2. Antenne à dipôles croisés et monopoles

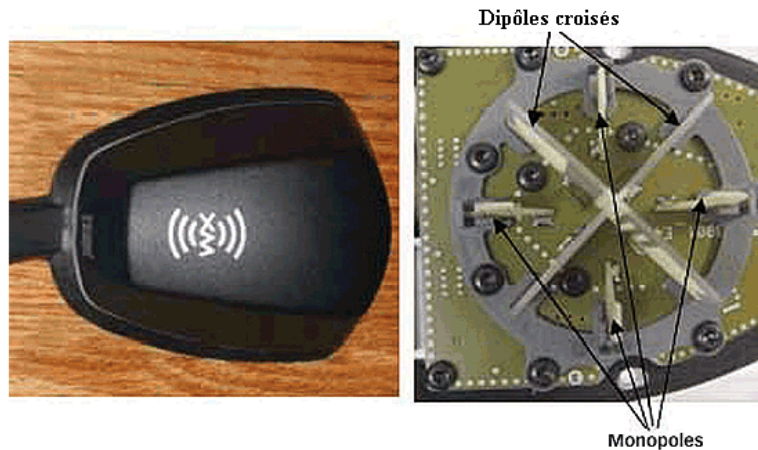


Figure 4.2: Antenne à dipôles croisés et monopoles

Cette antenne (**fig. 4.2**) est une combinaison d'un réseau d'antenne composé de deux dipôles croisés et de quatre monopoles. Les dipôles permettent de recevoir le signal en polarisation circulaire provenant des satellites et le réseau de quatre monopoles quant à eux permettent de recevoir les signaux terrestres en polarisation linéaire. Les dipôles sont imprimés sur un substrat de faible perte. Un réseau d'alimentation permet d'alimenter les dipôles croisés en quadrature de phase. Les quatre monopoles sont placés sur la bissectrice de chaque quart de cercle créé par les dipôles croisés. Cette configuration symétrique donne de très bonnes performances, notamment pour l'antenne satellitaire (dipôles croisés) pour un angle d'élévation de 45° et plus. La hauteur de l'antenne incluant le boîtier est approximativement de 40 mm.

3. Antenne quadrifilaire à hélices et PIFA



Figure 4.3: Antenne quadrifilaire à hélices et PIFA

Cette antenne (**fig. 4.3**) est une combinaison d'une antenne quadrifilaire à hélices pour la polarisation circulaire et d'une antenne planaire F inversée (PIFA) pour la polarisation linéaire. De même que dans le **paragraphe 1** les hélices sont alimentées en quadrature de phase et imprimées autour du substrat flexible en forme cylindrique. De plus, elles sont repliées sur l'extrémité haute de l'antenne pour obtenir une antenne de plus faible dimension. Chaque hélice est adaptée à 50Ω et a une hauteur de 60 mm. L'antenne satellitaire donne de bonnes performances pour un angle d'élévation compris entre 20° et 60° . Cependant le diagramme de rayonnement de l'antenne terrestre présente un creux à cause de l'antenne quadrifilaire. L'encombrement total vertical avec le boîtier est d'environ 70 mm.

4. Antenne à élément rayonnant avec monopole et lentille

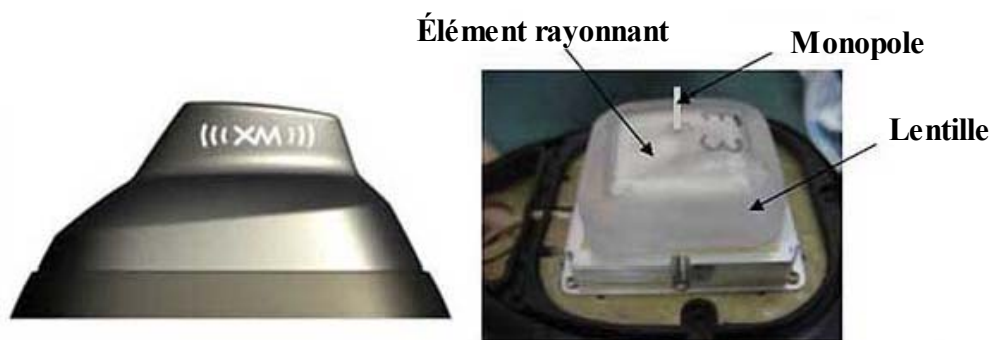


Figure 4.4: Antenne à élément rayonnant avec monopole et lentille

Cette antenne (**fig. 4.4**) est la combinaison d'une antenne patch, d'un monopole et d'une lentille. L'élément satellitaire est l'antenne patch imprimée sur céramique combinée avec la lentille et l'élément terrestre est le monopole quart d'onde. Celui-ci est situé au centre de l'antenne et s'étend de la base au patch à travers un trou. La lentille permet d'augmenter le gain du patch à de faibles angles d'élévation (20° à 30°) en augmentant le faisceau de l'antenne. L'encombrement total vertical incluant le boîtier est approximativement de 40 mm.

5. Antenne boucle alimentée par un réseau

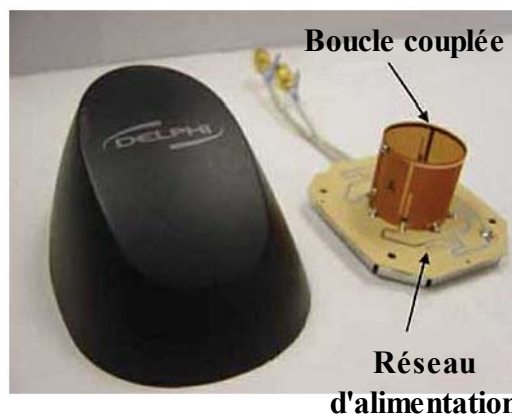


Figure 4.5: Antenne boucle alimentée par un réseau

De toutes les diverses antennes SDARS, la combinaison du couple boucle/monopole (**fig. 4.5**) est la plus populaire. La polarisation circulaire est reçue grâce à l'antenne boucle couplée avec un périmètre d'une longueur d'environ $\lambda/2$. La polarisation linéaire est reçue par une antenne monopole hélice située à l'intérieur de l'antenne boucle sans affecter les performances de celle-ci. Un réseau d'alimentation est imprimé sur un substrat de faible perte pour garantir une source en quadrature de phase. L'encombrement total vertical incluant le boîtier est d'environ 30 mm.

6. Antenne anneau circulaire à encoches et monopole

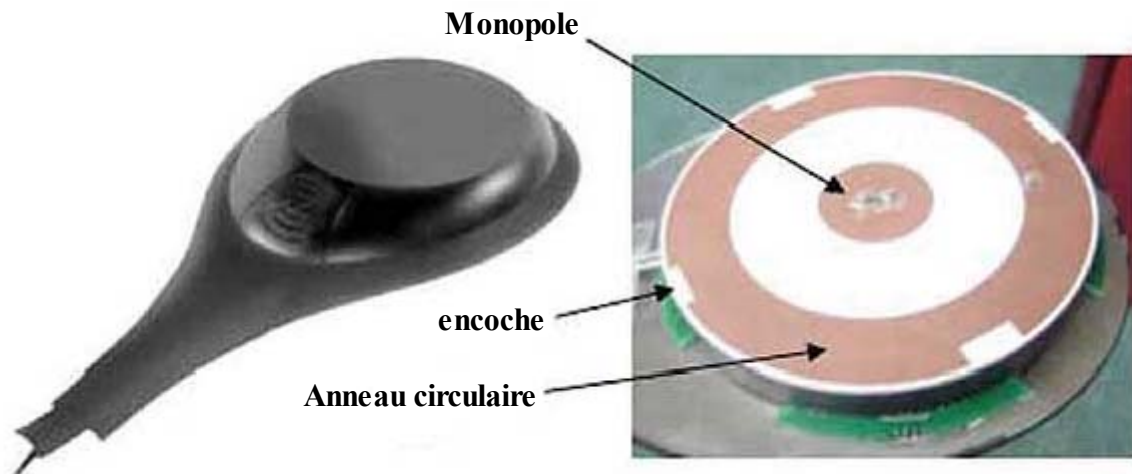


Figure 4.6: Antenne anneau circulaire à encoches et monopole

Cette antenne (**fig. 4.6**) est une antenne combinée d'une antenne satellitaire : anneau comportant quatre encoches placées à 90° l'une de l'autre, et d'une antenne terrestre plane de type monopole. Elle est imprimée sur un substrat de faible perte. Ce type d'antenne fonctionne en mode TM_{21} et son diagramme de rayonnement est de forme conique. Il présente de bonnes performances pour un angle d'élévation compris entre 20° et 60° (rayonnement axial pour 0°) mais les performances se dégradent au-delà de 60° . Le diagramme de rayonnement du monopole est similaire à celui d'un monopole quart d'onde avec un gain légèrement plus faible. L'encombrement vertical total incluant le boîtier est d'environ 15 mm ; c'est la plus petite antenne XM.

7. Conclusions

Les antennes SDARS mises dans le marché, moyennant deux types de polarisations linéaire et circulaire sont très diversifiées. Leurs types d'antenne et leurs encombrements par conséquent diffèrent beaucoup. Ainsi les industriels peuvent proposer plusieurs designs pour équiper les automobiles.

II. COMBINAISON DES ANTENNES

Dans les chapitres précédents, nous avons réalisé plusieurs antennes multibandes de même nature de polarisation, d'abord une antenne quadribande à polarisation linéaire, puis deux antennes bibandes en polarisation circulaire. Dans cette partie, nous combinerons celles-ci dans le but de réaliser des antennes multibandes à polarisations multiples. Dans un premier temps, nous combinerons l'antenne quadribande à polarisation linéaire avec l'antenne monocouche GPS-SDARS, nous l'appellerons « antenne combinée N°1 ». Et enfin, la même antenne en polarisation linéaire avec l'antenne double couche GPS₁-GPS₂, nous l'appellerons « antenne combinée N°2 ».

1. Antenne combinée N°1 monocouche GPS-SDARS-WLAN

1.1. Ajout d'une cavité centrale

Ce travail n'est pas demandé par le cahier des charges, mais nous avons trouvé intéressant de le réaliser.

La problématique de cette thèse est de combiner l'antenne quadribande à polarisation linéaire avec une des antennes bibandes à polarisation circulaire étudiée dans ce chapitre III. Ainsi nous insérons une cavité au centre de l'antenne prévoyant d'y inclure l'antenne en polarisation linéaire.

1.1.1. Description de la géométrie de l'antenne

➤ Caractéristiques de l'antenne :

a_1	a_2	a_3	Δa_2	Δa_3	s_1	Δs_1	h	$h_{\text{cavité}}$	$r_{\text{cavité}}$	ϵ_r
100 mm	57 mm	51,2 mm	4 mm	2,9 mm	4,3 mm	1,1 mm	1,524 mm	25 mm	4,5 mm	2,2

Tableau 4.1: Caractéristiques de l'antenne GPS-SDARS avec cavité centrale

La **figure 4.7** présente la structure de l'antenne. Il s'agit de l'antenne précédente dans laquelle nous avons inséré une cavité centrale d'une hauteur $h_{\text{cavité}}$ et de rayon $r_{\text{cavité}}$. Celle-ci est remplie d'air, et sa paroi est en contact avec l'élément rayonnant. La sonde coaxiale est placée à **13,1 mm** du centre. Pour maintenir les performances en polarisation circulaire de l'antenne dans la bonne bande de fréquence, nous avons dû augmenter la longueur des côtés de l'anneau extérieur ainsi que ceux du pavé intérieur, d'environ 2 %.

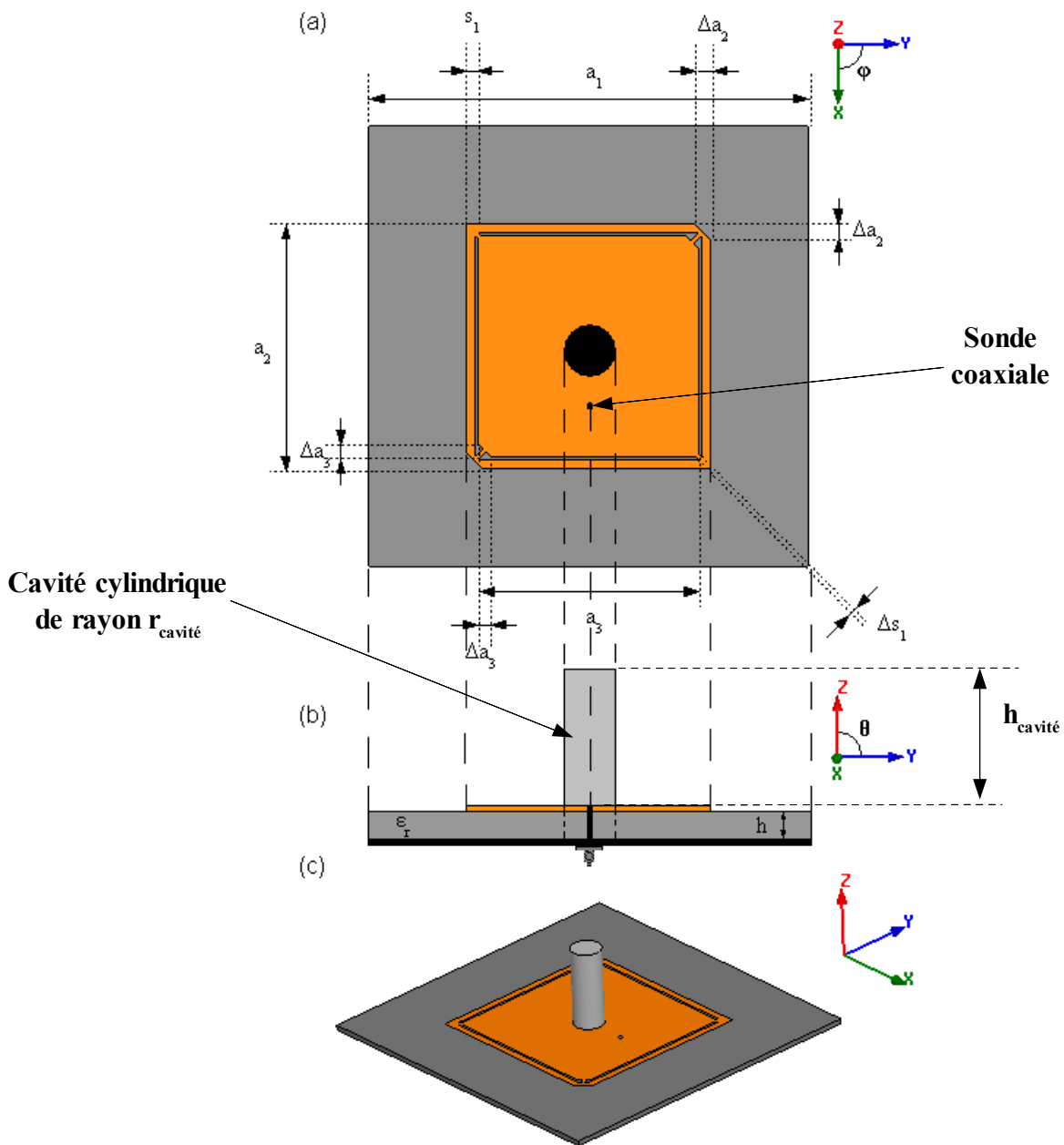


Figure 4.7: Géométrie de l'antenne
(a) vue de dessus, (b) vue de face, (c) vue 3D

1.1.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

La **figure 4.8** représente le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence. Cette antenne fonctionne à deux fréquences de travail distinctes établies dans le tableau suivant (**tableau 4.2**). Nous rappelons également les performances de l'antenne dans le cas où il n'y a pas de cavité.

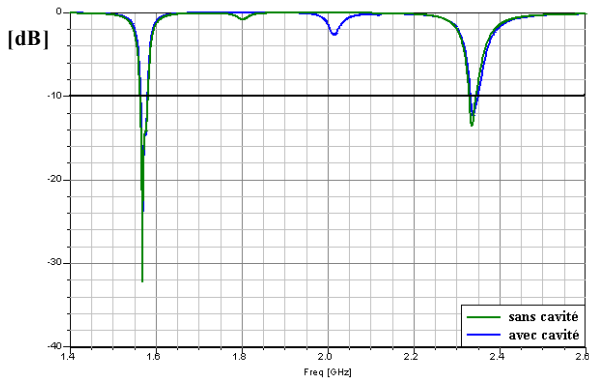


Figure 4.8: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

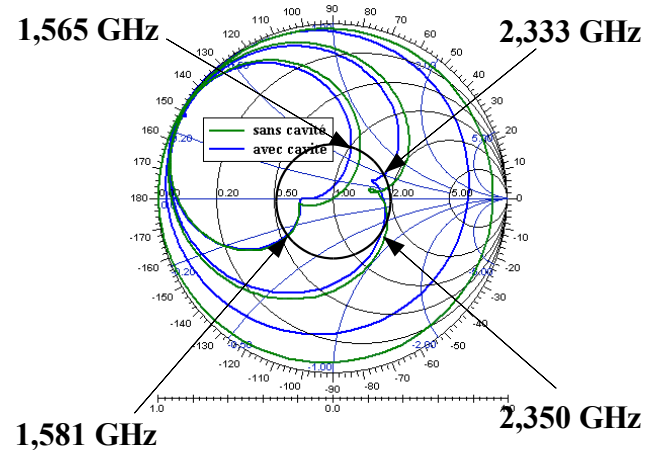


Figure 4.9: Impédance d'entrée

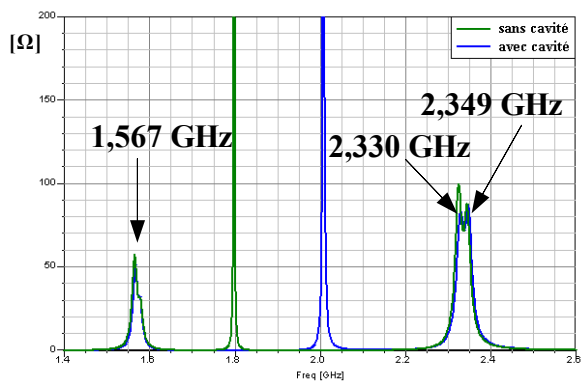
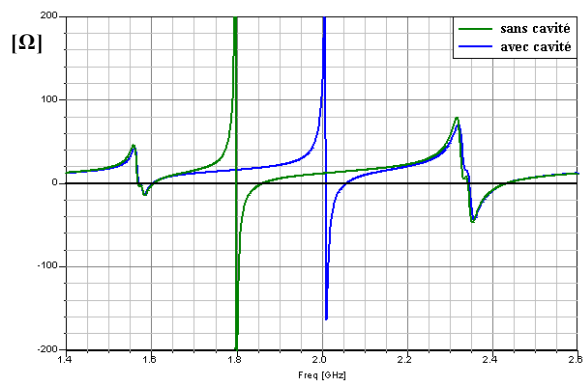


Figure 4.10: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée Z



	Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re (Z) [Ω]	Im (Z) [Ω]	Bande passante pour $S_{11} < -10$ dB [MHz]
Avec cavité	1,569	-24,79	46,0	5,2	[1564,6-1581,4] = 16,8
	2,338	-12,27	72,3	16,0	[2332,8-2349,7] = 16,9
Sans cavité	1,569	-32,07	45,5	-1,1	[1563,1-1581,4] = 18,3
	2,335	-13,45	72,0	7,0	[2329,4-2344,9] = 15,5

Tableau 4.2: Adaptation de l'antenne GPS-SDARS avec cavité centrale

En ajoutant la cavité centrale, nous conservons relativement bien les performances de l'antenne en terme d'adaptation même si elle entraîne une moins bonne adaptation. Elle permet cependant d'équilibrer la largeur des bandes passantes basse et haute.

1.1.3. Rapports axiaux

Nous observons les rapports axiaux en fonction de la fréquence (Fig 4.11 et 4.12) en considérant l'antenne avec ou sans cavité. Les diagrammes de rayonnement (Fig. 4.13 et 4.14) représentent le rapport axial aux fréquences théoriques f_1 et f_2 dans le plan azimutal pour différentes valeurs de l'angle d'élévation θ . Nous observons que le rapport axial est inférieur à 3 dB pour un angle d'élévation compris entre l'axe et jusqu'à plus de 30° aux deux fréquences basse f_1 et haute f_2 .

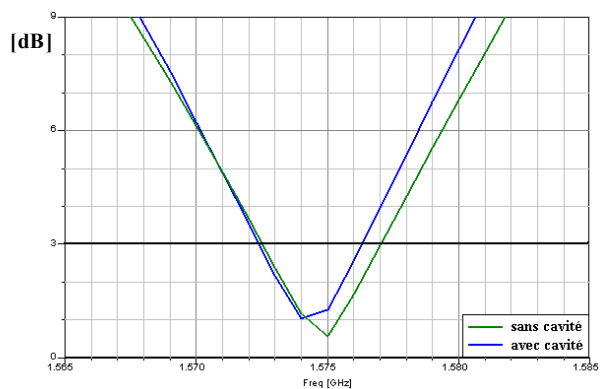


Figure 4.11: Rapport axial dans la bande GPS

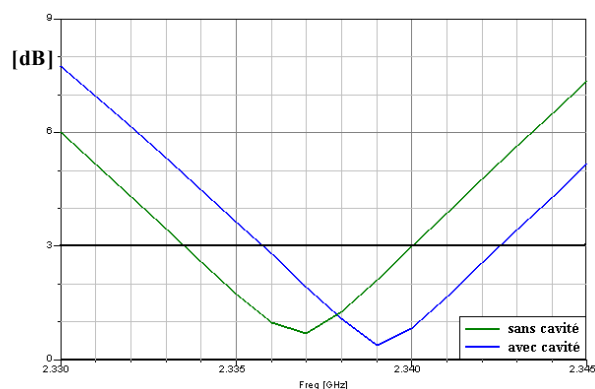


Figure 4.12: Rapport axial dans la bande SDARS

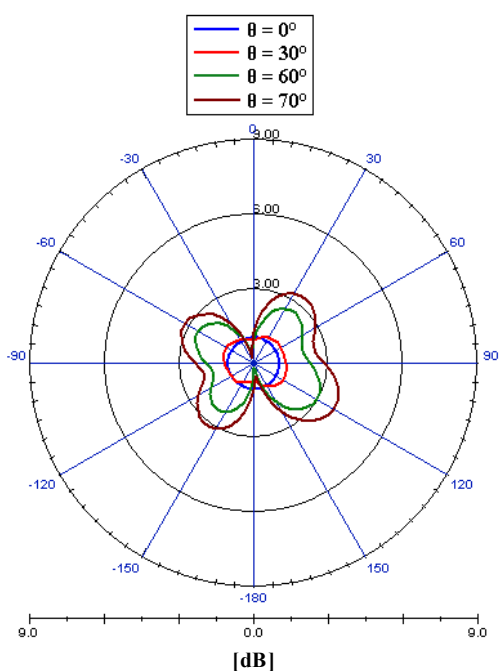


Figure 4.13: Rapport axial dans le plan azimutal à f_1

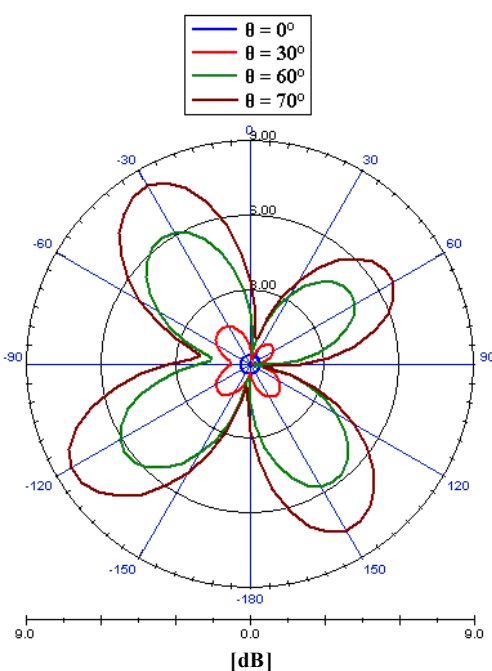


Figure 4.14: Rapport axial dans le plan azimutal à f_2

		GPS	SDARS
Avec cavité	Fréquences [GHz]	$f_1 = 1,574$	$f_2 = 2,339$
	Rapport Axial RA [dB]	1,04	0,39
	Bande Passante en polarisation pour RA < 3dB [MHz]	[1572,4-1576,3] 3,9	[2335,8-2342,5] 6,7
Sans cavité	Fréquences [GHz]	$f_3 = 1,575$	$f_4 = 2,337$
	Rapport Axial RA [dB]	0,27	0,81
	Bande Passante en polarisation pour RA < 3dB [MHz]	[1572,5-1577,0] 4,7	[2333,6-2434,0] 6,4

Tableau 4.3: Performances en polarisation circulaire de l'antenne

1.1.4. Gains simulés en polarisation circulaire

Nous continuons l'étude en considérant les deux fréquences où le rapport axial est minimal (**tableau 3.14**), c'est-à-dire à la fréquence GPS $f_1 = 1,574$ GHz et SDARS $f_2 = 2,339$ GHz.

➤ À la fréquence GPS f_1

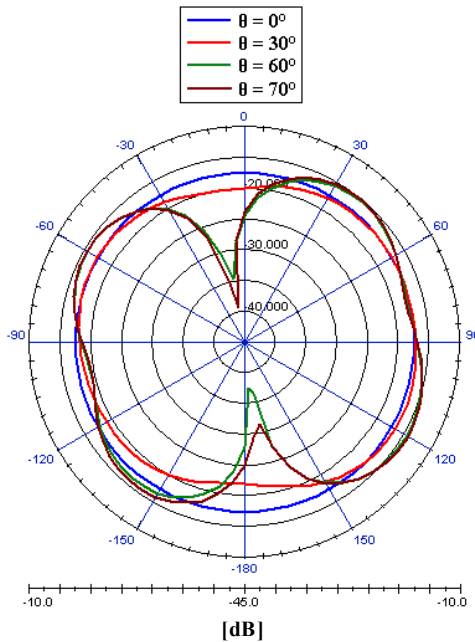


Figure 4.15: Gain LHCP dans le plan azimutal

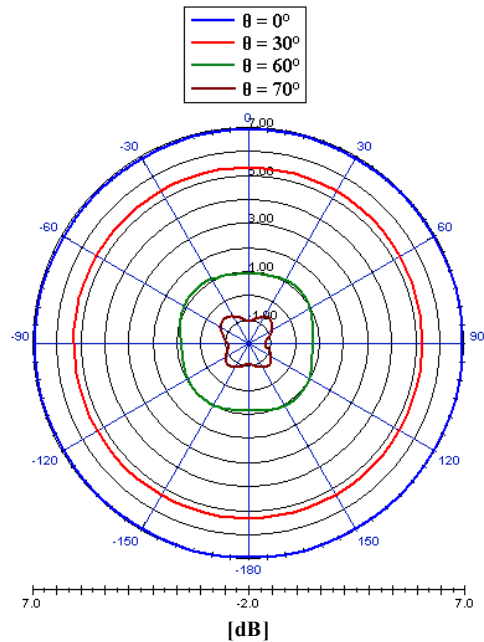


Figure 4.16: gain RHCP dans le plan azimutal

➤ À la fréquence SDARS f_2

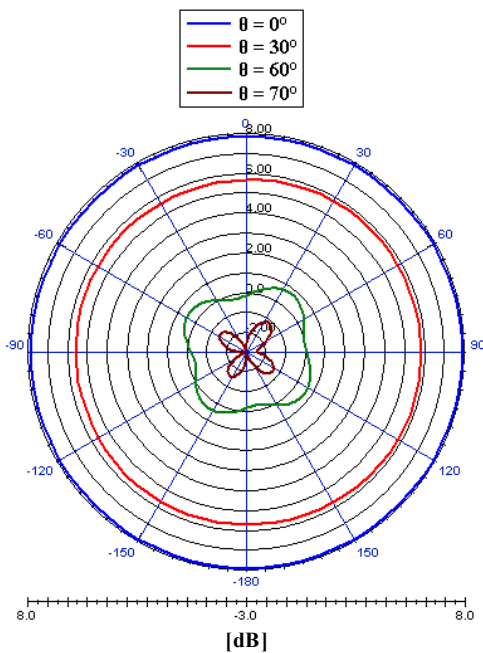


Figure 4.17: Gain LHCP dans le plan azimutal

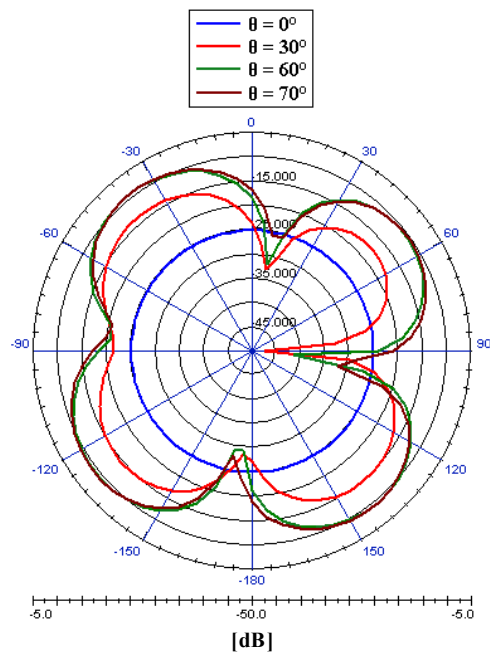


Figure 4.18: Gain RHCP dans le plan azimutal

En simulation, l'antenne fonctionne bien en polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquences en simulation puisque le rapport axial est inférieur à 3 dB.

À la fréquence GPS f_1 (**Fig. 4.15 et 4.16**), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP est compris entre -40 et -10 dB tandis que le gain RHCP est compris entre -1 et 7 dB.

À la fréquence SDARS f_2 (**Fig. 4.17 et 4.18**), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP est compris entre -3 et 8 dB tandis que le gain RHCP est compris entre -50 et -5 dB. Nous en déduisons que l'antenne fonctionne en polarisation circulaire droite à f_1 et gauche à f_2 . La présence de la cavité ne modifie pas le sens de rotation de la polarisation circulaire. Les gains moyens en polarisation circulaire sont donnés dans le tableau suivant :

	Gain RHCP/LHCP [dB]		GPS	SDARS
			f ₁ = 1,279 GHz	f ₂ = 2,339 GHz
Antenne avec cavité	0	0° (dans l'axe)	6,9	7,8
		30°	5,3	5,7
		60°	0,9	0,2
		90°	-0,9	-2,0
Antenne sans cavité		0° (dans l'axe)	6,8	7,7
		30°	5,2	5,6
		60°	0,9	0,6
		90°	-4,8	-6,1

Tableau 4.4: Gains en polarisation circulaire de l'antenne

On remarque que les gains simulés en polarisation circulaire sont en général meilleurs pour l'antenne avec cavité comparé à l'antenne sans cavité, notamment dans la direction de l'horizon ($\theta=90^\circ$).

1.1.5. Distribution des courants de surface

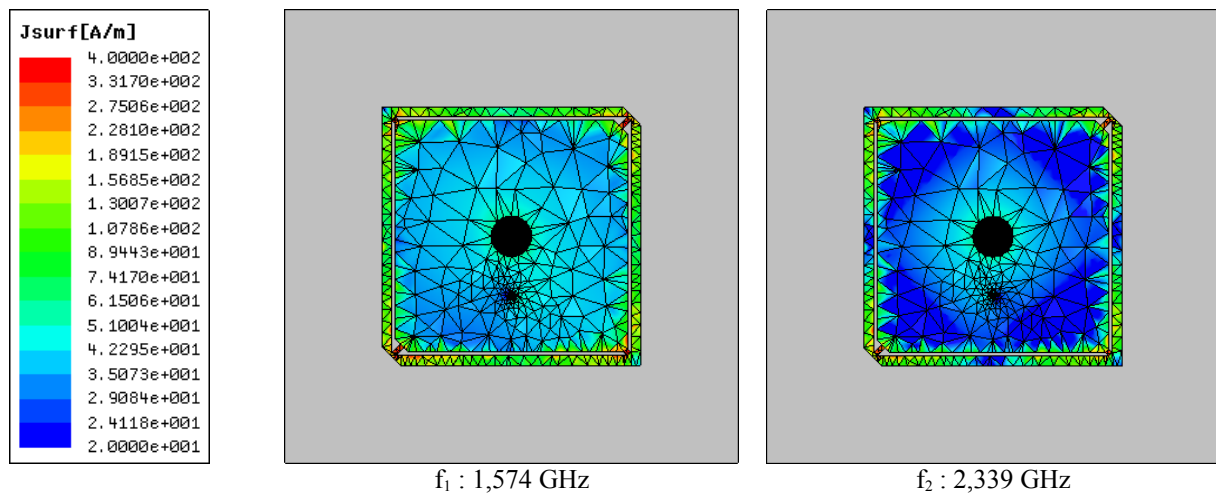


Figure 4.19: Distribution des courants de surface

Dans cette configuration, la distribution des courants de surface (**Fig. 4.19**) montre qu'aux deux fréquences les courants de surface se concentrent surtout au niveau des quatre languettes qui relient l'anneau extérieur au pavé intérieur. Ces courants de surface sont très faibles dans le pavé intérieur ainsi qu'au niveau des deux axes x et y pour l'anneau à la fréquence f_2 . La cavité ne perturbe quasiment pas le chemin parcouru par les courants de surface.

1.1.6 Conclusions

Nous avons percé l'élément rayonnant ainsi que le substrat et nous y avons placé une cavité centrale remplie d'air. Cette cavité a les mêmes dimensions que celle utilisée pour l'antenne quadribande à polarisation linéaire. Malgré les bandes passantes en polarisation circulaire (pour un rapport axial inférieur à 3 dB) assez étroites, la présence de la cavité ne dégrade pas les performances de l'antenne. Nous obtenons de plus un gain en polarisation meilleur avec la cavité. Nous pourrions ainsi intégrer l'antenne en « U » à l'intérieur de la cavité pour obtenir une antenne combinée multistandard à polarisation multiple.

1.2. Combinaison finale : GPS₁, SDARS, WLAN entre 5 et 6 GHz

Nous combinons l'antenne monocouche à polarisation circulaire précédente fonctionnant dans les deux bandes GPS et SDARS avec l'antenne quadribande à polarisation linéaire. Des études préliminaires ont montré que l'antenne ne pouvait couvrir toutes les bandes désirées. Nous avons ainsi fait un compromis et choisi par conséquent d'abandonner le fonctionnement dans la bande Bluetooth. Nous décomposons l'étude de cette antenne en deux parties, d'abord dans la bande de fréquence réunissant les standards GPS et SDARS, puis entre 5 et 6 GHz pour le WLAN.

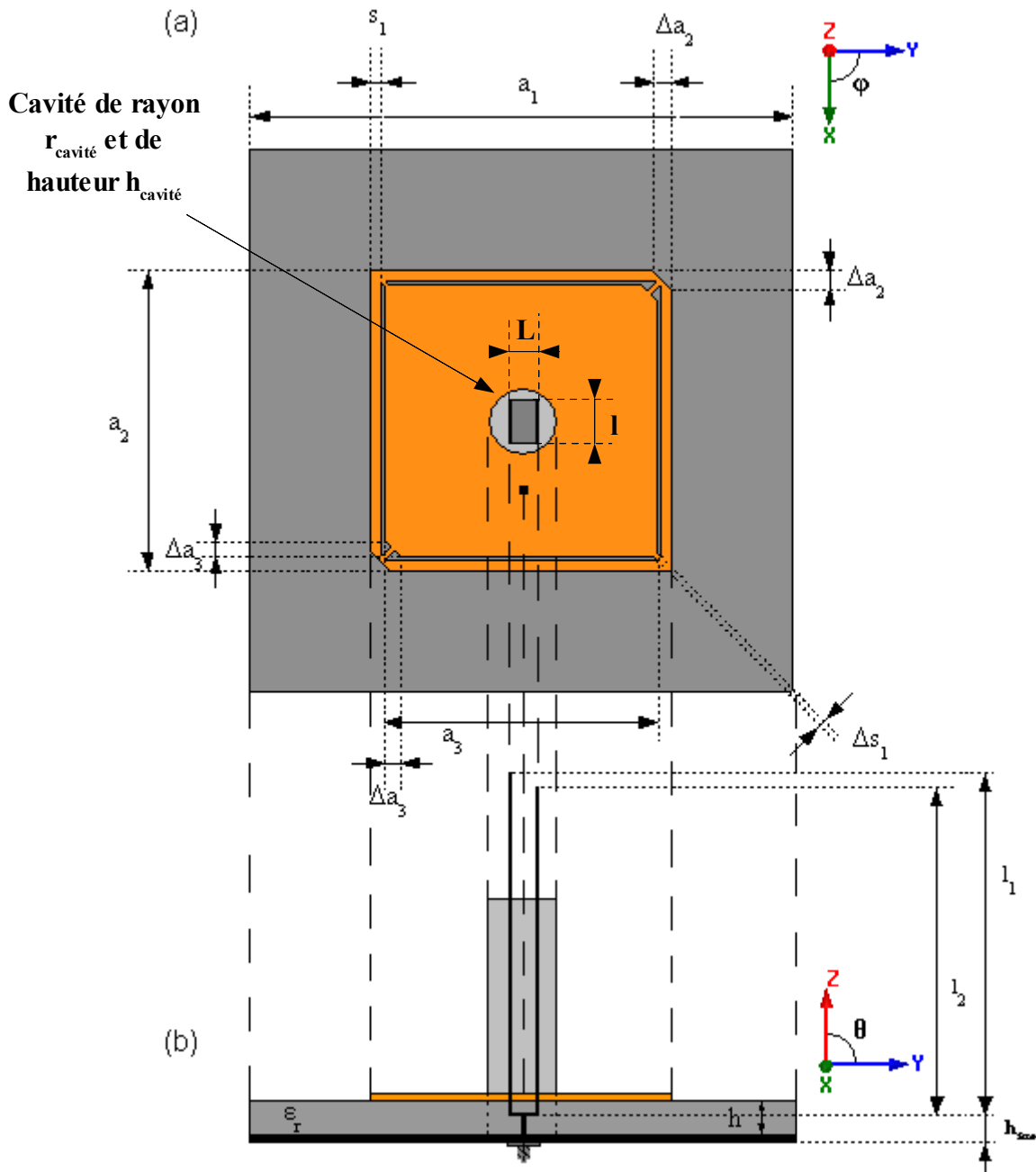


Figure 4.20: Géométrie de l'antenne combinée N°1
(a) vue de dessus, (b) vue de face

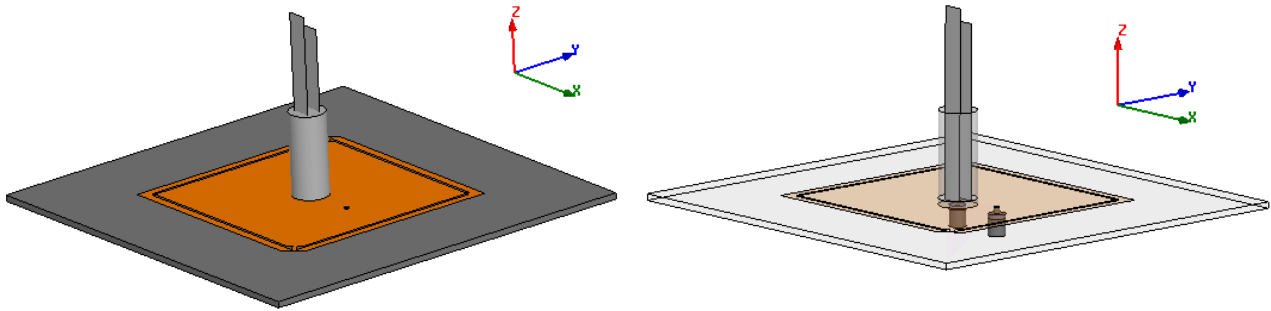


Figure 4.21: Géométrie de l'antenne combinée N°1 en 3D

➤ Caractéristiques de l'antenne :

Antenne à polarisation circulaire	a_1	a_2	a_3	Δa_2	Δa_3	h	s_1	Δs_1	ϵ_r
	100mm	57 mm	51,2 mm	4,3 mm	2,9 mm	1,524 mm	4,3 mm	1,1 mm	2,2
Antenne à polarisation linéaire	$r_{\text{cavité}}$	$h_{\text{cavité}}$	l_1	l_2	L	l	$h_{\text{âme}}$		
	4,5 mm	22 mm	45 mm	41 mm	3,5 mm	5 mm	1 mm		

Tableau 4.5: Caractéristiques de l'antenne combinée N°1

Les **figures 4.20 et 4.21** montrent la structure de l'antenne. C'est la combinaison de l'antenne bibande monocouche à double polarisation circulaire de sens inverse étudiée dans la partie **II.1.1 de ce chapitre** avec l'antenne quadribande à polarisation linéaire étudiée dans le **chapitre II**. Les dimensions de l'antenne imprimée n'ont pas changé. En revanche pour conserver les performances de l'antenne dans la bande WLAN entre 5 et 6 GHz, nous avons modifié les dimensions de l'antenne à polarisation linéaire. En effet, la longueur l_1 du bras le plus long a augmenté de 12,7 % et de 6,6 % pour le bras le plus court. La largeur de l'antenne en « U » a également augmenté de 70 %. La longueur de la base du « U » a quant à elle diminué de 22,2 %. Cette antenne est alimentée par deux sondes coaxiales, l'une placée au centre pour l'antenne à polarisation linéaire et l'autre placée à **13,1 mm** du centre pour l'antenne à polarisation circulaire.

➤ Réalisation :

Un prototype (**Fig. 4.59**) a été réalisé.

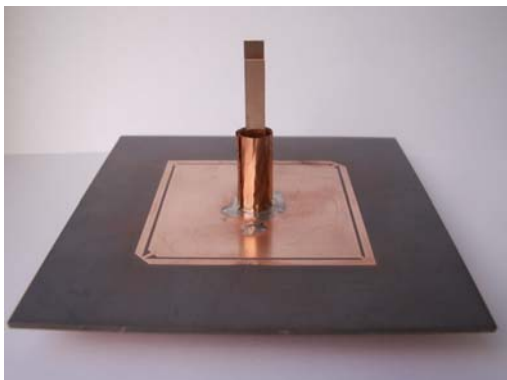


Figure 4.22: Photos de l'antenne combinée N°1

1.2.1. Dans les bandes GPS et SDARS

Nous commencerons d'abord dans la bande regroupant les deux bandes GPS et SDARS, c'est-à-dire entre 1,5 et 2,5 GHz.

1.2.1.a. Adaptation, impédance d'entrée Z et découplage

Nous pouvons observer les fréquences de travail sur le graphe représentant les courbes mesuré et simulé du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence à la **figure 4.23**. Les performances en adaptation de l'antenne aux fréquences de travail sont données dans le **tableau 4.6**.

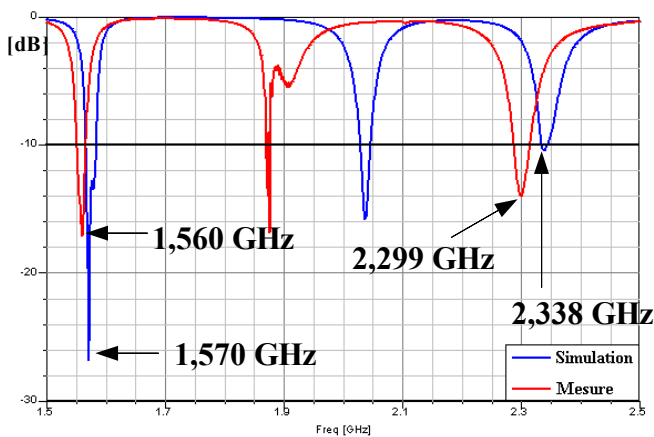


Figure 4.23: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

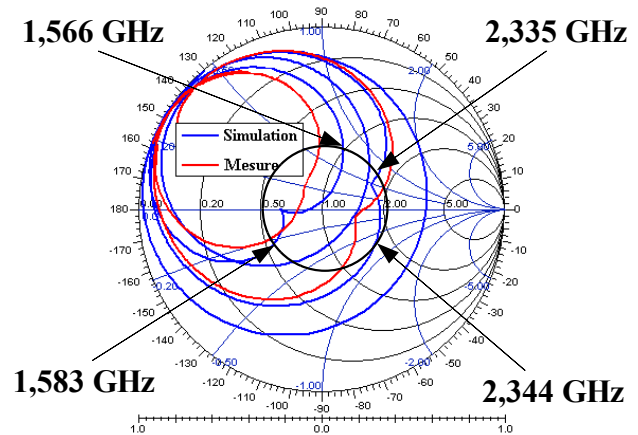


Figure 4.24: Impédance d'entrée

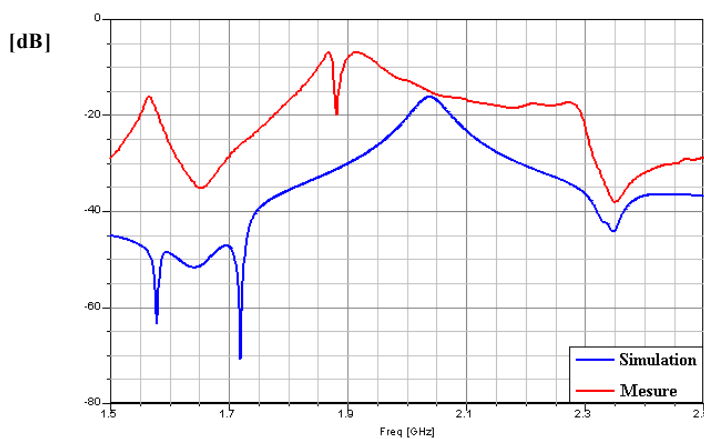
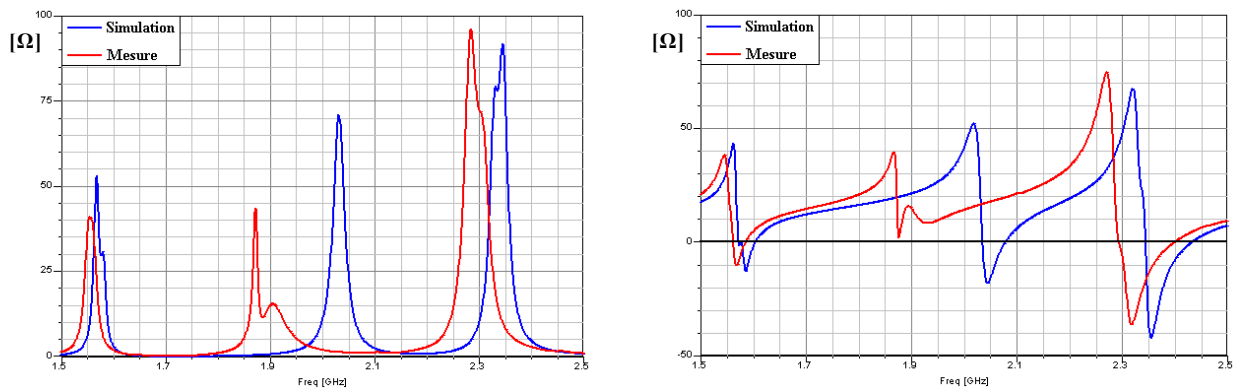


Figure 4.25: Découplage en fonction de la fréquence [dB]

En comparant la mesure à la simulation, nous observons un décalage fréquentiel dû à la précision de la réalisation. Les fréquences de travail sont plus basses en mesure qu'en simulation. Par conséquent, les deux fréquences GPS (1,576 GHz) et SDARS (2,339 GHz) réelles ne sont plus adaptées en mesure.

Figure 4.26: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée Z

	Fréquence [GHz]	S_{11} [dB]	S_{12} [dB]	Re (Z) [Ω]	Im (Z) [Ω]	BP [MHz]
Simulation	1,570	-26,77	-50,62	47,2	4,4	[1565,9-1582,7] = 16,8
	2,338	-10,39	-42,57	80,0	21,9	[2334,7-2344,0] = 9,3
Mesure	1,560	-17,08	-16,58	39,8	4,1	[1550,8-1565,6] = 14,8
	2,299	-13,97	-21,85	72,9	-4,9	[2287,3-2314,2] = 26,9

Tableau 4.6 : Adaptation de l'antenne combinée n°1

Les bandes passantes pour un coefficient de réflexion inférieur à 10 dB sont plus étroites en mesure qu'en simulation dans la bande GPS. Nous perdons 13,5 % pour la bande basse mais nous gagnons en contrepartie 65,4 % pour la bande haute. Le découplage est également moins bon en mesure qu'en simulation mais il reste correct. En observant la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, on remarque toujours l'effet selfique introduit par la sonde coaxiale.

1.2.1.b. Rapports axiaux

Nous observons les rapports axiaux en fonction de la fréquence dans les bandes GPS (Fig. 4.27) et SDARS (Fig. 4.28). Nous avons choisi de travailler aux fréquences pour lesquelles le rapport axial est minimal. Les performances en polarisation circulaire de l'antenne combinée N°2 sont données dans le tableau 4.7.

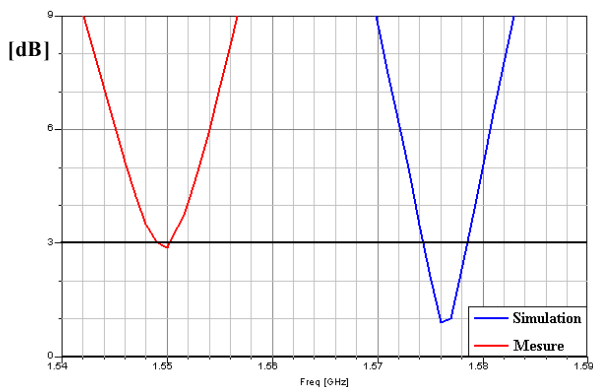


Figure 4.27: Rapport axial en fonction de la fréquence dans la bande GPS

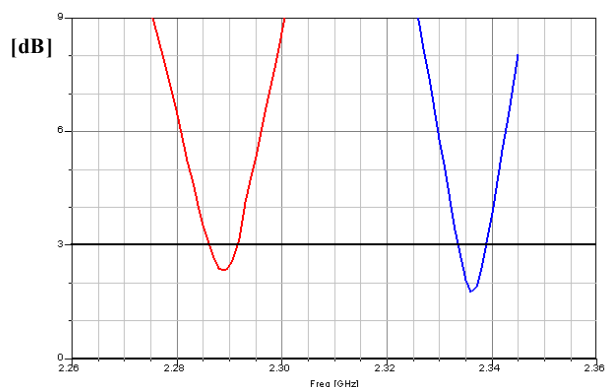


Figure 4.28: Rapport axial en fonction de la fréquence dans la bande SDARS

		GPS	SDARS
Simulation	Fréquences [GHz]	$f_1 = 1,576$	$f_2 = 2,336$
	Rapport Axial RA [dB]	0,90	1,78
	Bande Passante en polarisation pour RA < 3dB [MHz]	[1574,4-1578,5] 4,1	[2333,6-2338,9] 5,3
Mesure	Fréquences [GHz]	$f_3 = 1,550$	$f_4 = 2,289$
	Rapport Axial RA [dB]	2,90	2,35
	Bande Passante en polarisation pour RA < 3dB [MHz]	[1549,3-1550,2] 0,9	[2286,2-2291,6] 5,4

Tableau 4.7: Performances en polarisation circulaire de l'antenne

Nous observons à nouveau le décalage fréquentiel lorsque nous comparons la mesure à la simulation. La bande passante en polarisation circulaire est quasiment inexistante dans la bande GPS mesurée contrairement à celle simulée. La bande haute SDARS est équivalente en mesure et en simulation. Néanmoins, ces bandes ne sont pas très élevées. Ces différences viennent de la précision de réalisation de l'antenne. De plus, avec le logiciel HFSS, il nous est impossible de simuler la structure avec un maillage très fin car le temps de calcul est très long et la capacité mémoire ne supporte pas un tel maillage.

Le rapport axial simulé dans le plan azimutal de l'antenne (**Fig. 4.29 et 4.30**) montre une ouverture angulaire en polarisation circulaire allant de l'axe jusqu'à 60° à la fréquence GPS. L'ouverture angulaire à la fréquence SDARS est plus étroite environ 30° .

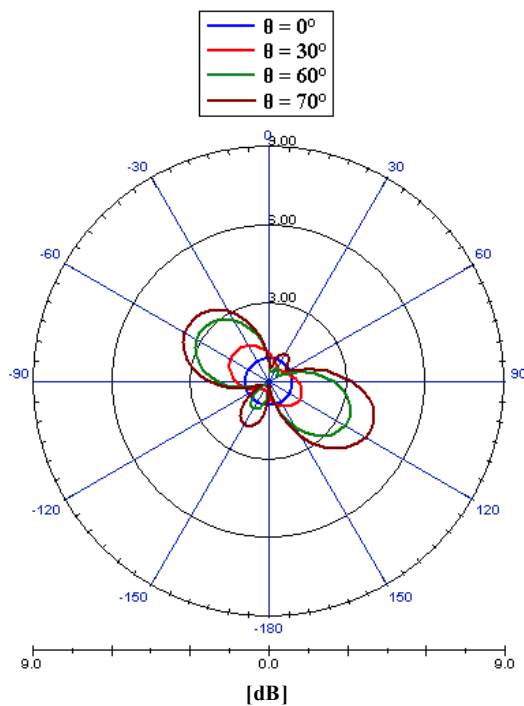


Figure 4.29: Rapport axial dans le plan azimutal à f_1

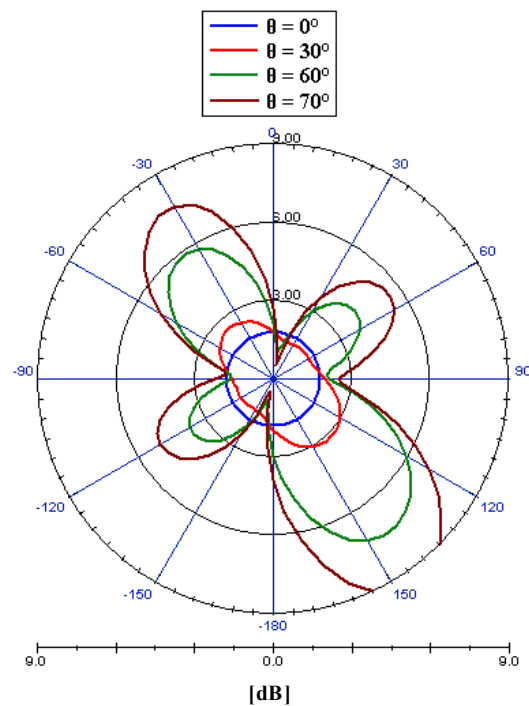


Figure 4.30: Rapport axial dans le plan azimutal à f_2

1.2.1.c. Gains E_θ et E_φ

Nous comparons les gains E_θ et E_φ obtenus en mesure avec ceux de la simulation dans deux plans orthogonaux en élévation. Les gains maximaux sont donnés dans les **tableaux 4.8 et 4.9**.

➤ À la fréquence GPS

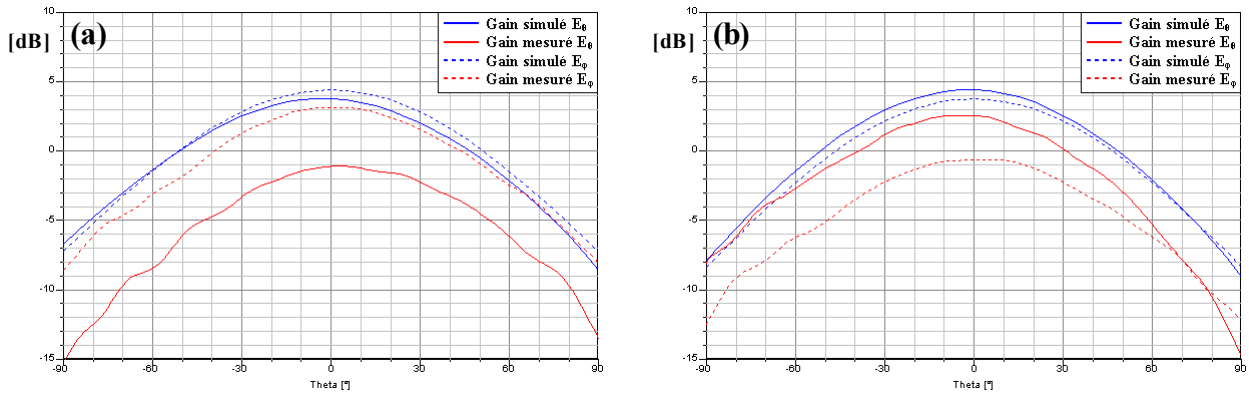


Figure 4.31: Gains E_θ et E_φ à la fréquence GPS [dB]
(a) dans le plan x-z
(b) dans le plan y-z

➤ À la fréquence SDARS

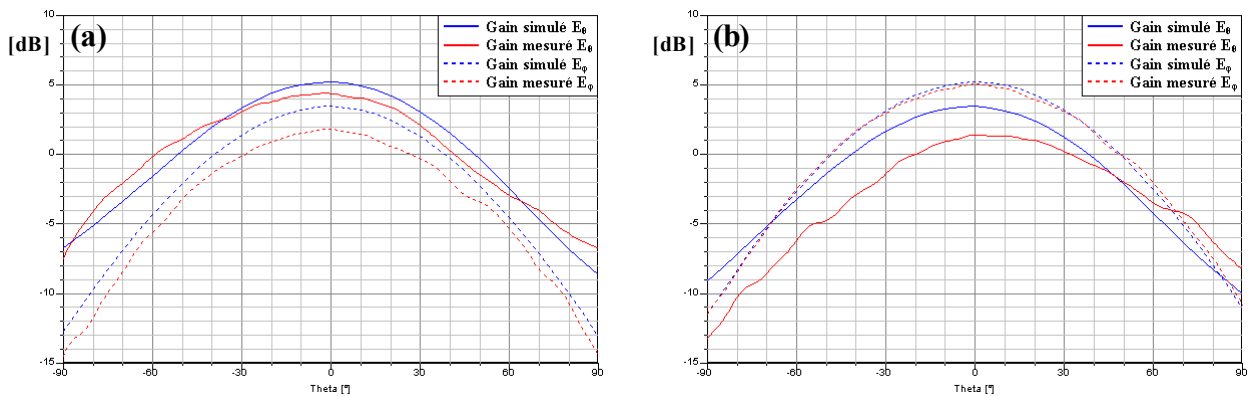


Figure 4.32: Gains E_θ et E_φ à la fréquence SDARS [dB]
(a) dans le plan x-z
(b) dans le plan y-z

➤ Dans le plan x-z

	Gain simulé E_θ [dB]	Gain mesuré E_θ [dB]	Gain simulé E_φ [dB]	Gain mesuré E_φ [dB]
$f_1 = 1,576$ GHz	3,8		4,4	
$f_3 = 1,550$ GHz		3,2		-1,1
$f_2 = 2,336$ GHz	5,2		3,5	
$f_4 = 2,289$ GHz		4,3		1,9

Tableau 4.8: Gain de l'antenne combinée N°1 dans le plan x-z

➤ Dans le plan y-z

	Gain simulé E_θ [dB]	Gain mesuré E_θ [dB]	Gain simulé E_ϕ [dB]	Gain mesuré E_ϕ [dB]
$f_1 = 1,576$ GHz	4,4		3,8	
$f_3 = 1,550$ GHz		2,5		-0,4
$f_2 = 2,336$ GHz	3,5		5,2	
$f_4 = 2,289$ GHz		1,4		5,1

Tableau 4.9: Gain de l'antenne combinée N°1 dans le plan y-z

Nous observons un décalage d'amplitude de quelques dixièmes de dB à 5 dB entre la mesure et la simulation.

1.2.1.d. Gains simulés en polarisation circulaire

Nous observons les gains simulés en polarisation circulaire dans le plan azimutal pour chacun des fréquences GPS (Fig. 4.33 et 4.34) et SDARS (Fig 4.35 et 4.36). Les gains moyens en polarisation circulaire sont donnés dans le **tableau 4.10**. Nous obtenons bien une polarisation circulaire droite à la fréquence GPS et gauche à la fréquence SDARS.

➤ À la fréquence GPS

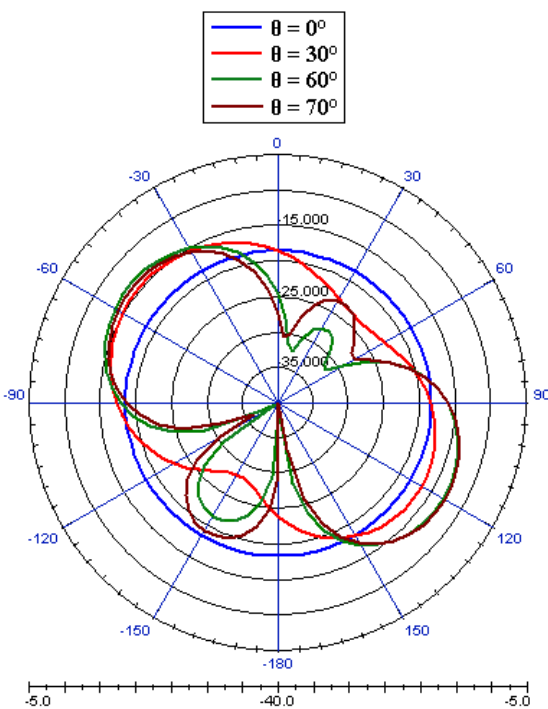


Figure 4.33: Gain LHCP dans le plan azimutal

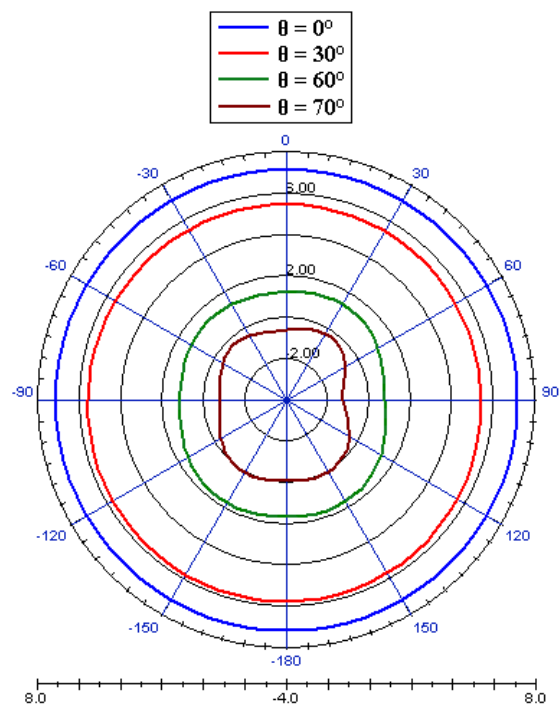


Figure 4.34: Gain RHCP dans le plan azimutal

➤ À la fréquence SDARS

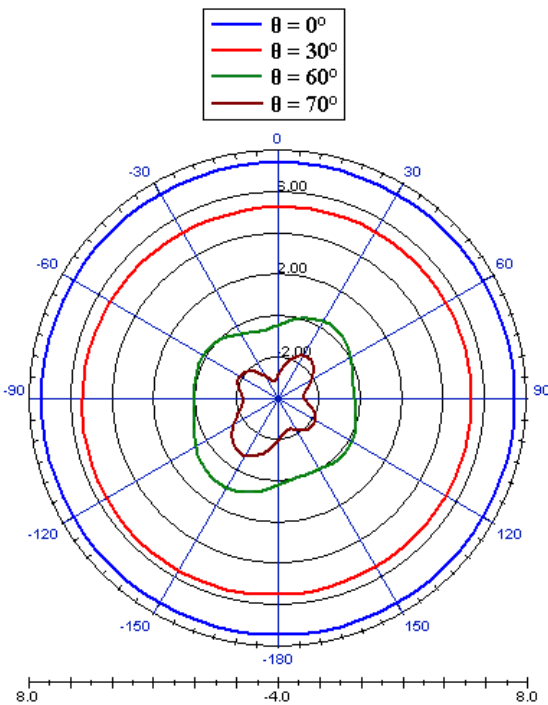


Figure 4.35: Gain LHCP dans le plan azimutal

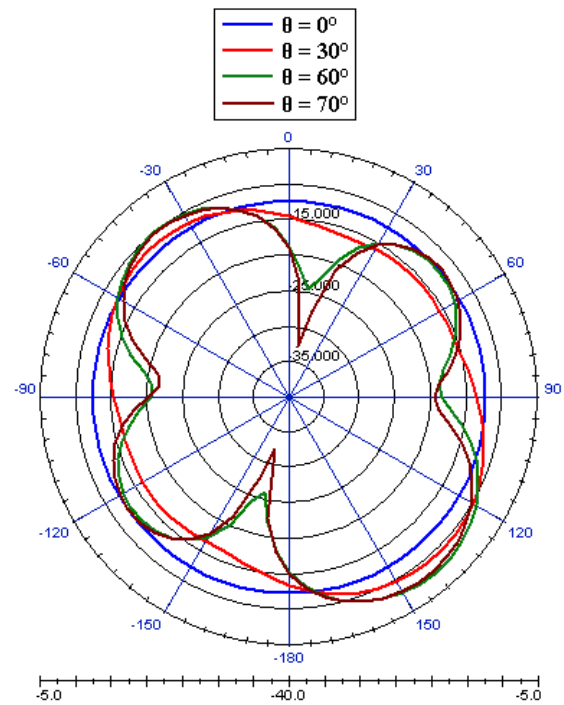


Figure 4.36: Gain RHCP dans le plan azimutal

Gain RHCP/LHCP [dB]		GPS	SDARS
		$f_1 = 1,575 \text{ GHz}$	$f_2 = 2,337 \text{ GHz}$
θ	0° (dans l'axe)	7,1	7,4
	30°	5,5	5,4
	60°	1,2	0,2
	70°	-0,6	-2,0

Tableau 4.10: Gains en polarisation circulaire de l'antenne combinée N°1

1.2.2. Dans la bande WLAN

Nous nous plaçons maintenant dans la bande de fréquence regroupant les trois bandes du WLAN aux deux normes IEEE et Hiperlan.

1.2.2.a. Adaptation, impédance d'entrée Z et découplage

Le coefficient de réflexion est représenté à la **figure 4.37**, le découplage entre les deux sondes coaxiales à la **figure 4.38** et l'impédance d'entrée à la **figure 4.39**. Les performances de l'antenne sont données dans le **tableau 4.11**.

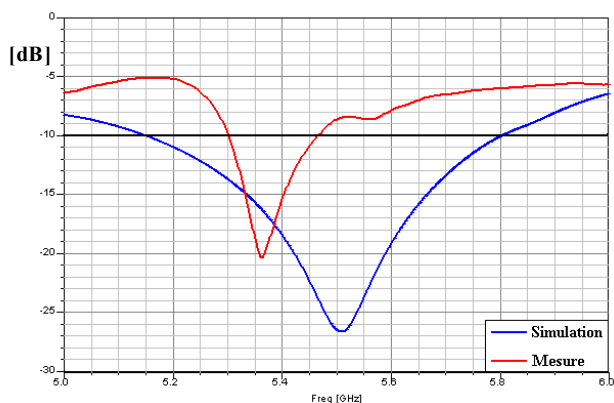


Figure 4.37: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

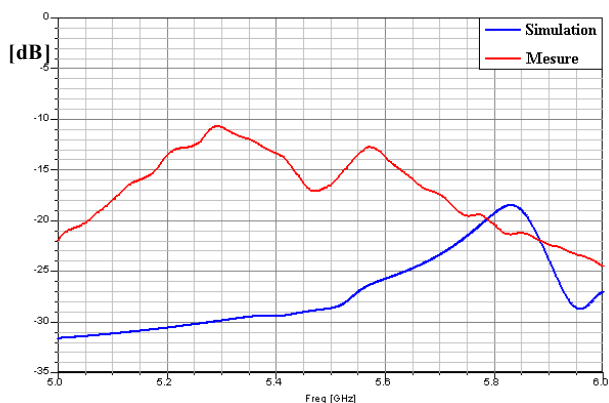


Figure 4.38: Découplage S_{12} en fonction de la fréquence

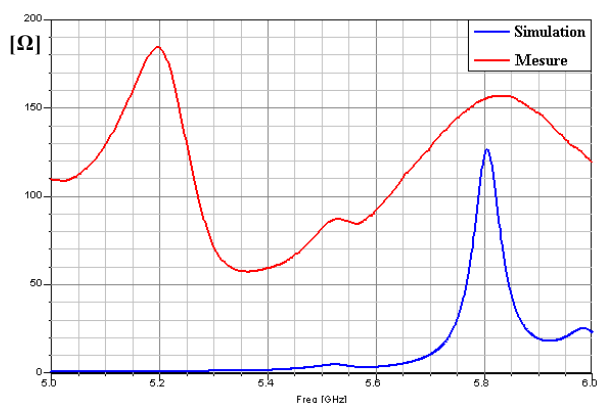
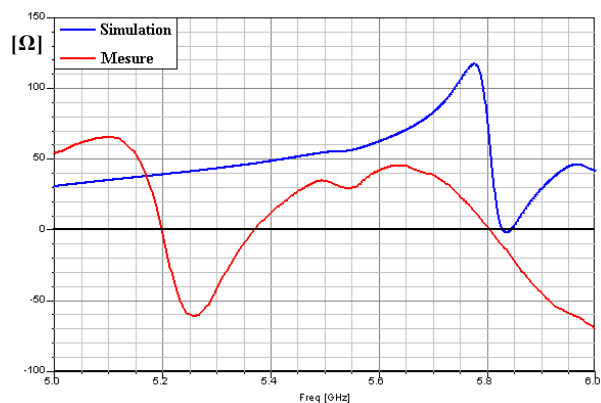


Figure 4.39: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée Z



	Fréquence [GHz]	S_{11} [dB]	S_{12} [dB]	Re (Z) [Ω]	Im (Z) [Ω]	BP [MHz]
Simulation	$f_1 = 5,508$	-26,54	-28,56	4,8	55,1	[5152,0-5801,0] = 649
Mesure	$f_2 = 5,362$	-20,25	-12,26	57,6	-3,4	[5302,3-5466,0] = 163,7

Tableau 4.11 : Adaptation de l'antenne combinée n°1

On remarque une nette différence entre la mesure et la simulation. Alors que nous avons en simulation une large bande passante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, en mesure cette bande est divisée par 4, ce qui est nettement insuffisant pour répondre aux critères du cahier des charges.

1.2.2.b. Gains mesurés E_θ et E_ϕ

Au regard de la mauvaise performance de l'antenne dans cette bande, nous avons choisi de représenter les gains E_θ et E_ϕ mesurés à la fréquence où l'on obtient la meilleure adaptation, c'est-à-dire où l'on a un minimum de S_{11} (Fig. 4.40) ainsi qu'aux fréquences se situant aux extrémités de la bande passante (Fig. 4.41 et 4.42).

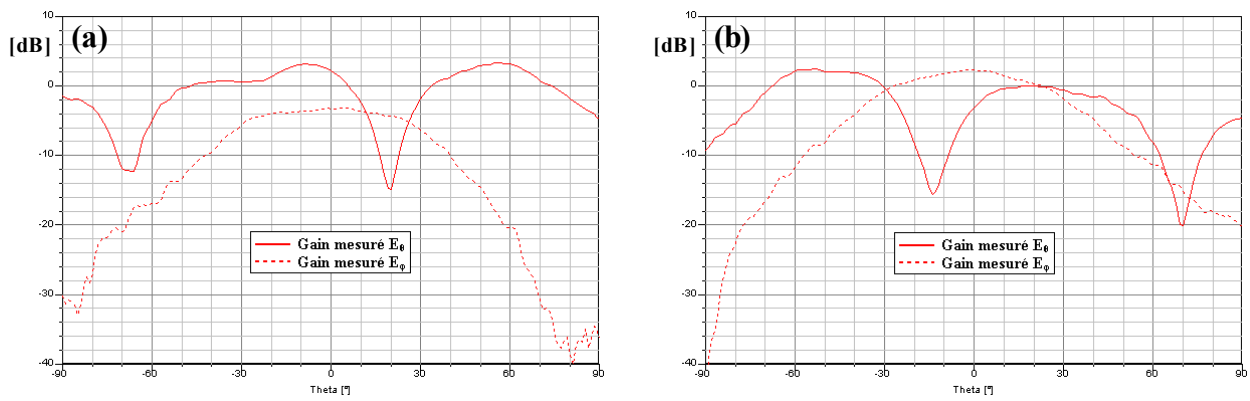


Figure 4.40: Gains E_0 et E_ϕ mesurés à 5,302 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

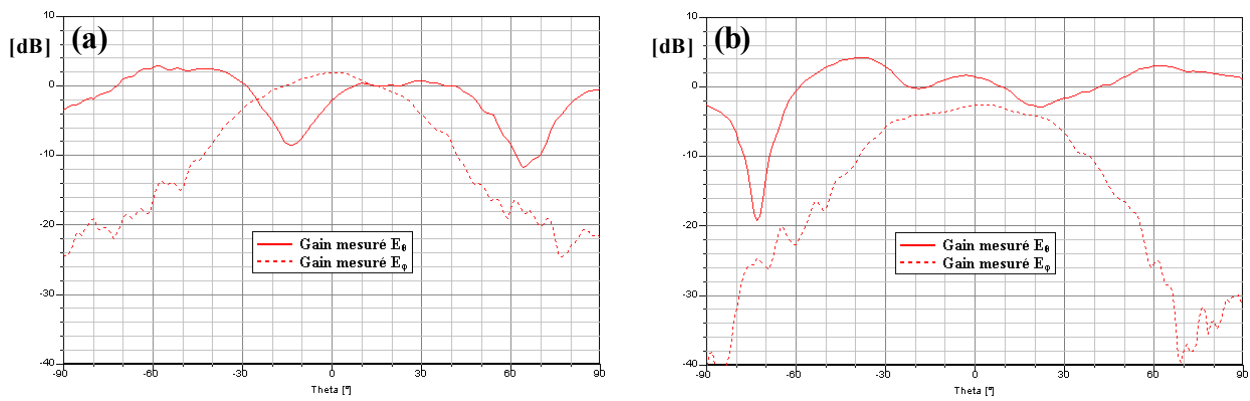


Figure 4.41: Gains E_0 et E_ϕ mesurés à 5,364 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

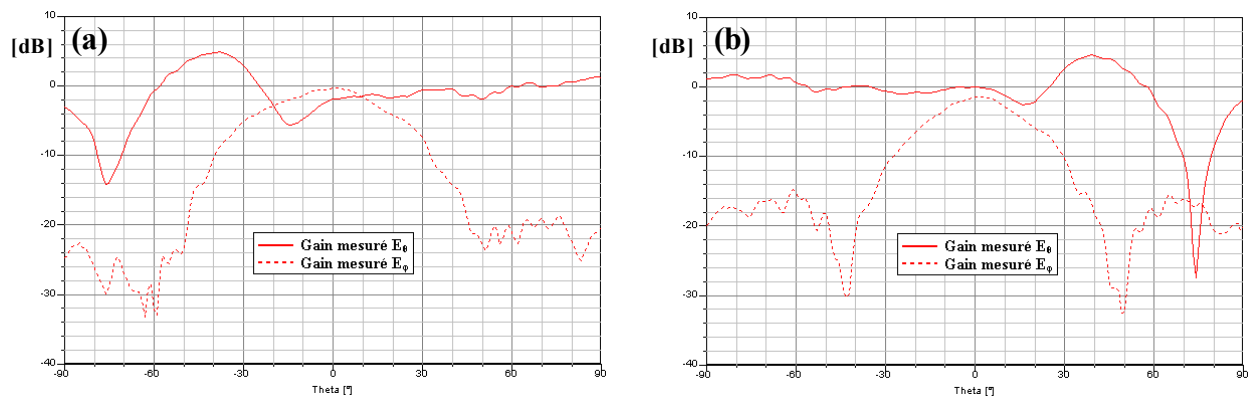


Figure 4.42: Gains E_0 et E_ϕ mesurés à 5,468 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

Les diagrammes de rayonnements obtenus ne correspondent pas à ceux demandés par le cahier des charges. Nous ne retrouvons pas un rayonnement dipolaire avec un creux dans l'axe de l'antenne. La combinaison des antennes à polarisations circulaire et linéaire dégrade énormément les performances de l'antenne dans les hautes fréquences pour les bandes WLAN.

1.2.3. Conclusions

L'ajout d'une cavité centrale ne perturbe quasiment pas les performances de l'antenne. Cependant la combinaison finale dégrade énormément les performances acquises par chaque antenne individuelle. La bande la plus touchée est celle du WLAN où les résultats diffèrent beaucoup lorsque nous comparons la mesure à la simulation. De plus, la bande Bluetooth n'a pas pu être couverte dans le fonctionnement de l'antenne. Les différences viennent surtout du maillage choisi pour modéliser les antennes sur le logiciel HFSS qui n'était pas assez précis. Un maillage plus fin était inaccessible à cause de la capacité de calcul de l'ordinateur.

2. Antenne combinée N°2 bibande double couche GPS₁, GPS₂ et WLAN

2.1. Ajout de la cavité

De même que dans la **partie II.1.1**, nous réalisons au centre des deux éléments rayonnants un orifice dans lequel nous insérons une cavité destinée à recevoir l'antenne en « U ». (**figure 4.43**).

2.1.1. Description de la géométrie de l'antenne

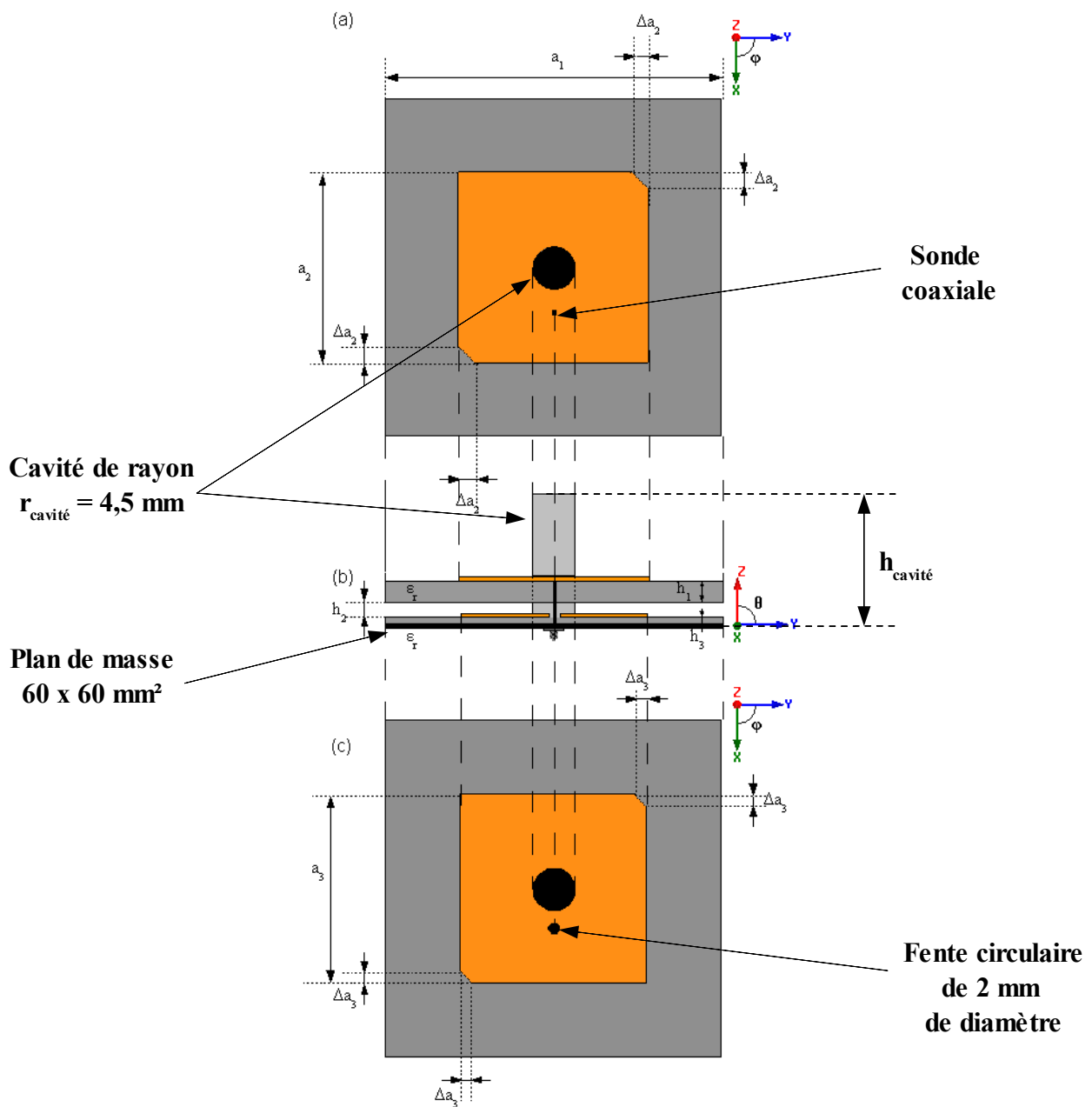


Figure 4.43: Géométrie de l'antenne double couche avec une cavité centrale
(a) antenne supérieure, (b) combinaison des deux antennes, (c) antenne inférieure

➤ Caractéristiques de l'antenne :

a_1	a_2	a_3	Δa_2	Δa_3	h_1	h_2	h_3	ϵ_r
60 mm	36,7 mm	35,5 mm	3,1 mm	2,2 mm	1,6 mm	0,5 mm	5 mm	10

Tableau 4.12: Caractéristiques de l'antenne GPS₁-GPS₂ avec une cavité centrale

Cette modification de la géométrie a été effectuée dans le but de pouvoir combiner cette structure avec l'antenne quadribande à polarisation linéaire étudiée dans le **chapitre II**. Pour conserver la polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquence, il a fallu augmenter les dimensions des éléments rayonnants. L'élément supérieur s'est agrandi de 7,6 % et l'élément inférieur de 6,2 % environ. De même, les dimensions des coins coupés ont augmenté de 6,5 % pour l'élément supérieur et de 9,1 % pour l'élément inférieur. La sonde coaxiale est maintenant placée à **9,9 mm** du centre. Par contre, l'encombrement vertical n'a pas changé.

2.1.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

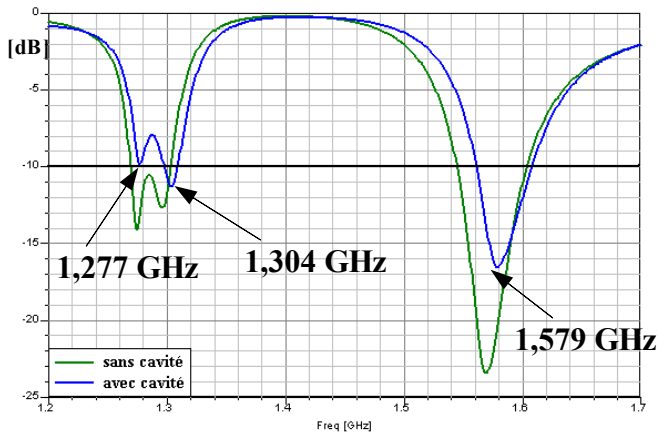


Figure 4.44: Coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne avec cavité

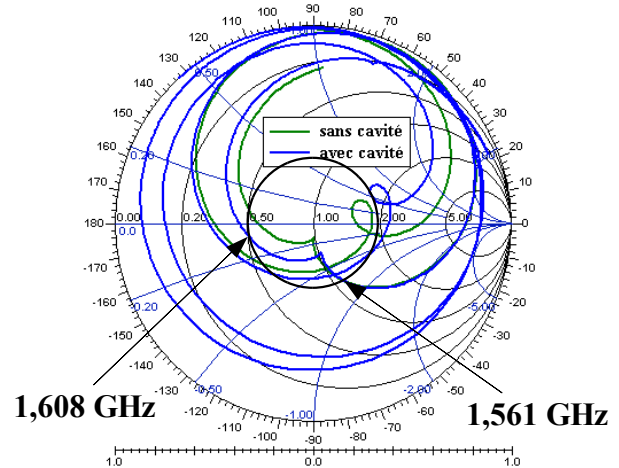


Figure 4.45: Impédance d'entrée de l'antenne avec cavité

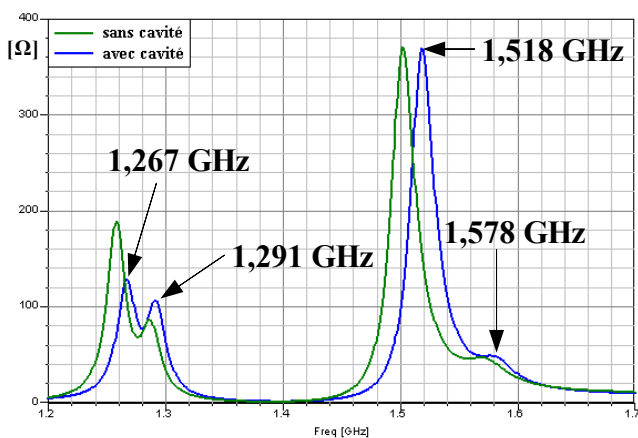


Figure 4.46: Parties réelle et imaginaire de l'impédance de l'antenne avec cavité

	Standard	Fréquence [GHz]	S_{11} [dB]	Re (Z) [Ω]	Im (Z) [Ω]	BP [MHz]
Antenne avec cavité	GPS ₁	$f_1 = 1,279$	-9,60	78,1	29,9	
	GPS ₂	$f_2 = 1,575$	-16,05	49,3	-15,3	[1561,1-1607,7] = 46,6
Antenne sans cavité	GPS ₁	$f_1 = 1,279$	-12,05	71,5	18,3	[1270-1303] = 33
	GPS ₂	$f_2 = 1,575$	-22,11	46,3	-7,3	[1545-1603] = 58

Tableau 4.13 : Comparaison de l'adaptation de l'antenne avec cavité centrale ou sans cavité

La **figure 4.44** représente le coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence. Nous allons comparer les performances de cette antenne avec l'antenne sans cavité (**cf chapitre III II.3**). Au niveau des lieux d'impédance d'entrée Z (**Fig. 4.45**), nous retrouvons à peu près ceux de l'antenne sans cavité. D'après le **tableau 4.13**, l'ajout d'une cavité centrale permet de conserver à peu près les mêmes performances que l'antenne sans cavité. Cependant, à la fréquence f_2 du GPS₂ l'adaptation est moins bonne entraînant une plus petite bande passante, nous perdons environ 22 %. De plus la fréquence basse est légèrement désadaptée.

En observant la partie imaginaire de l'impédance d'entrée (**Fig. 4.46**), nous observons encore le décalage vertical des courbes causé par la composante selfique introduite par la sonde d'alimentation.

2.1.3. Rapports axiaux simulés

Nous étudions maintenant la polarisation circulaire générée par l'antenne. Le rapport axial dans les deux bandes de fréquence en fonction de la fréquence est présenté sur les **figures 4.47 et 4.48**. Les résultats sont donnés dans le tableau suivant :

		GPS ₁	GPS ₂
Antenne avec cavité	Fréquences [GHz]	$f_1 = 1,279$	$f_2 = 1,575$
	Rapport Axial RA [dB]	1,98	2,41
	Fréquences où le RA est minimal [GHz]	1,279	1,579
	RA [dB]	1,98	1,38
	Bande Passante en polarisation circulaire [MHz]	[1275,8-1281,2] 5,4	[1573,6-1584,1] 10,5
Antenne sans cavité	Fréquences [GHz]	$f_1 = 1,279$	$f_2 = 1,575$
	Rapport Axial RA [dB]	2,85	1,93
	Fréquences où le RA est minimal [GHz]	1,278	1,571
	RA [dB]	2,75	0,53
	Bande Passante en polarisation circulaire [MHz]	[1276,5-1279,4] 2,9	[1563,9-1577,8] 13,9

Tableau 4.14: Performances en polarisation circulaire de l'antenne GPS₁-GPS₂ avec et sans cavité

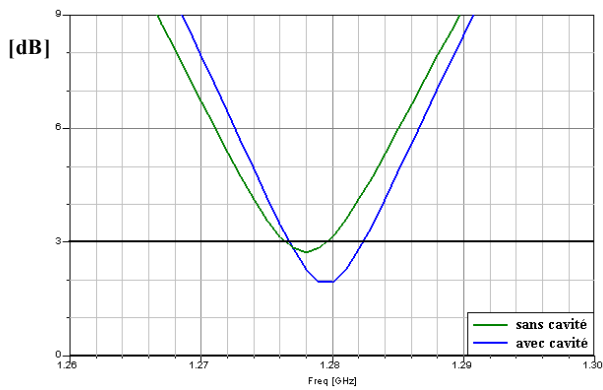


Figure 4.47: Rapport axial dans la bande GPS₁

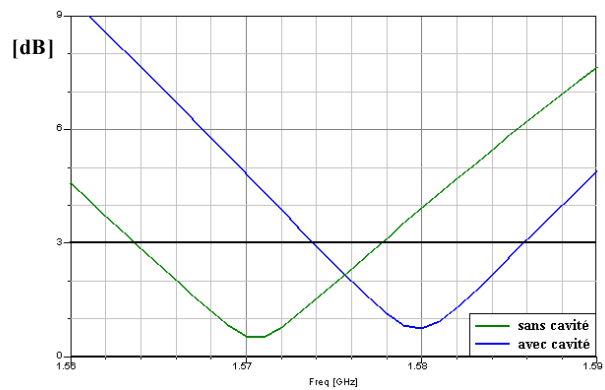


Figure 4.48: Rapport axial dans la bande GPS₂

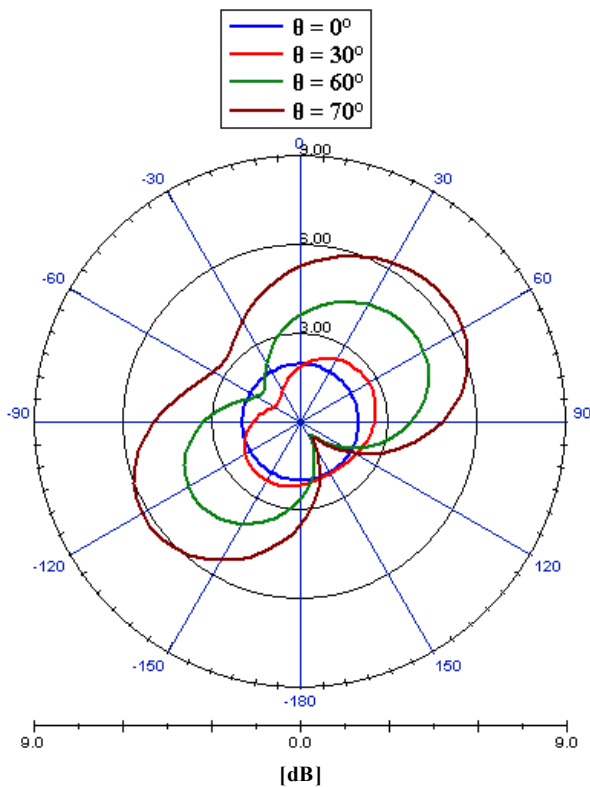


Figure 4.49: Rapport axial dans le plan azimutal à f_1

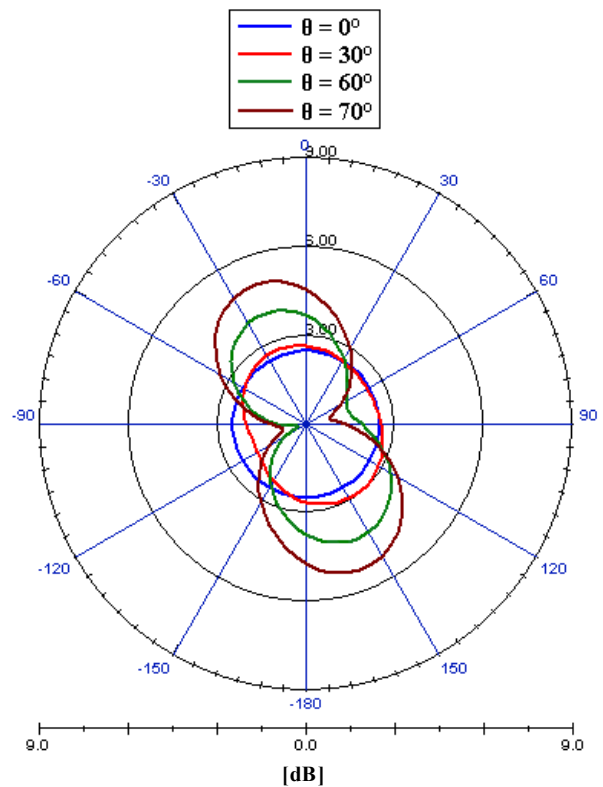


Figure 4.50: Rapport axial dans le plan azimutal à f_2

On remarque qu'en ajoutant la cavité et en changeant les dimensions des deux éléments rayonnants, nous obtenons une augmentation de la bande passante en polarisation circulaire dans la bande GPS₁ d'environ 46 %. En compensation, celle dans la bande GPS₂ a diminué d'environ 24 %. Cependant, ces deux bandes passantes en polarisation circulaire restent insuffisantes par rapport aux 20 MHz et 16 MHz demandées respectivement pour la bande GPS₁ et GPS₂.

Les diagrammes de rayonnement (**Fig. 4.49 et 4.50**) représentent le rapport axial aux fréquences théoriques f_1 et f_2 dans le plan azimutal pour différentes valeurs de l'angle d'élévation θ pour l'antenne avec cavité. Nous observons que le rapport axial est inférieur à 3 dB pour un angle d'élévation compris entre l'axe jusqu'à plus de 30° aux deux fréquences GPS₁ f_1 et GPS₂ f_2 .

2.1.4. Gains simulés en polarisation circulaire

➤ À la fréquence GPS₁ f_1

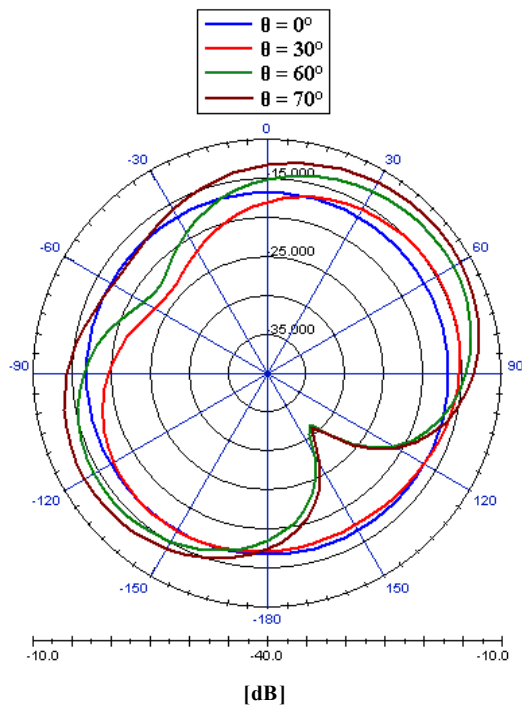


Figure 4.51: Gain LHCP dans le plan azimutal

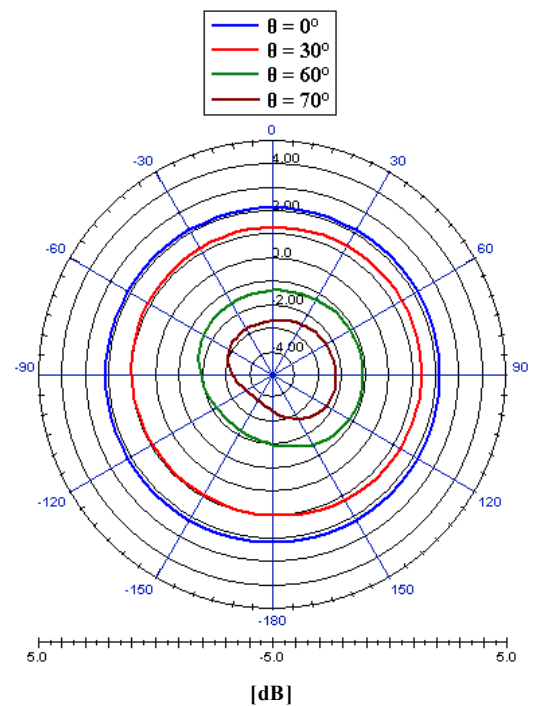


Figure 4.52: Gain RHCP dans le plan azimutal

➤ À la fréquence GPS₂ f_2

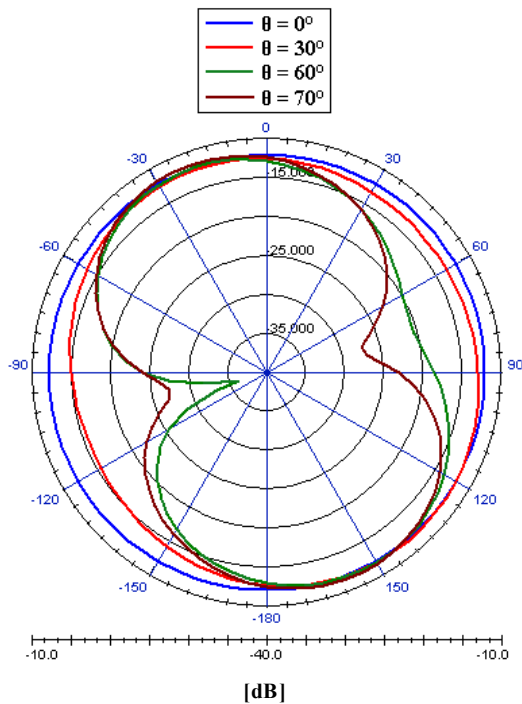


Figure 4.53: Gain LHCP dans le plan azimutal

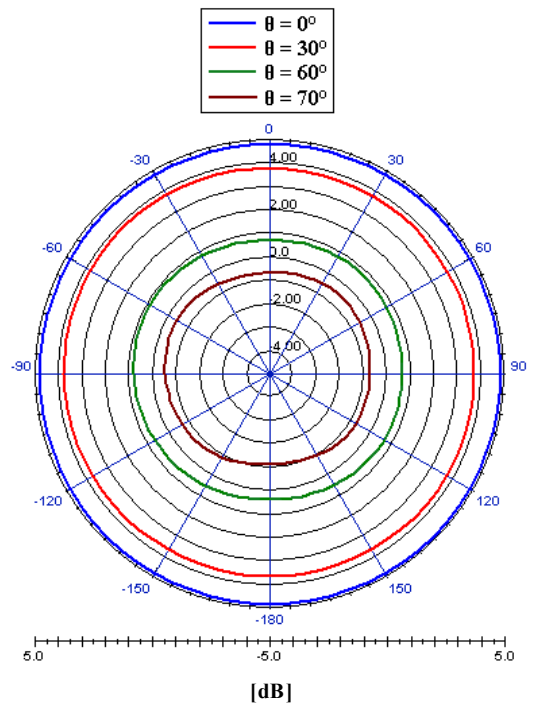


Figure 4.54: Gain RHCP dans le plan azimutal

D'après le rapport axial obtenu dans le paragraphe précédent, nous pouvons affirmer que l'antenne fonctionne bien en polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquences.

À la fréquence $\text{GPS}_1 f_1$ (Fig. 4.51 et 4.52), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP, compris entre -30 et -10 dB, est très faible par rapport au gain RHCP qui est compris entre -4 et 3 dB.

À la fréquence $\text{GPS}_2 f_2$ (Fig. 4.53 et 4.54), pour les différentes valeurs de l'angle d'élévation, le gain LHCP, compris entre -30 et -10 dB, est très faible par rapport au gain RHCP (entre -2 et 5 dB). Nous conservons donc toujours la double polarisation circulaire de sens droite. Les gains moyens en polarisation circulaire sont donnés dans le tableau suivant :

	Gain RHCP [dB]		GPS ₁	GPS ₂
			f ₁ = 1,279 GHz	f ₂ = 1,575 GHz
Antenne avec cavité	0	0° (dans l'axe)	2,4	4,9
		30°	1,3	3,8
		60°	-1,5	0,7
		70°	-2,9	-0,7
Antenne sans cavité		0° (dans l'axe)	3,0	5,2
		30°	2,1	4,1
		60°	-0,7	1,2
		70°	-2,1	-0,1

Tableau 4.15: Performances en polarisation circulaire de l'antenne GPS₁-GPS₂ avec et sans cavité

En insérant une cavité, nous perdons très faiblement du gain. L'antenne présente des gains en polarisation circulaire très suffisants pour chaque fréquence.

2.1.5. Distribution des courants de surface

➤ À la fréquence $\text{GPS}_1 f_1$

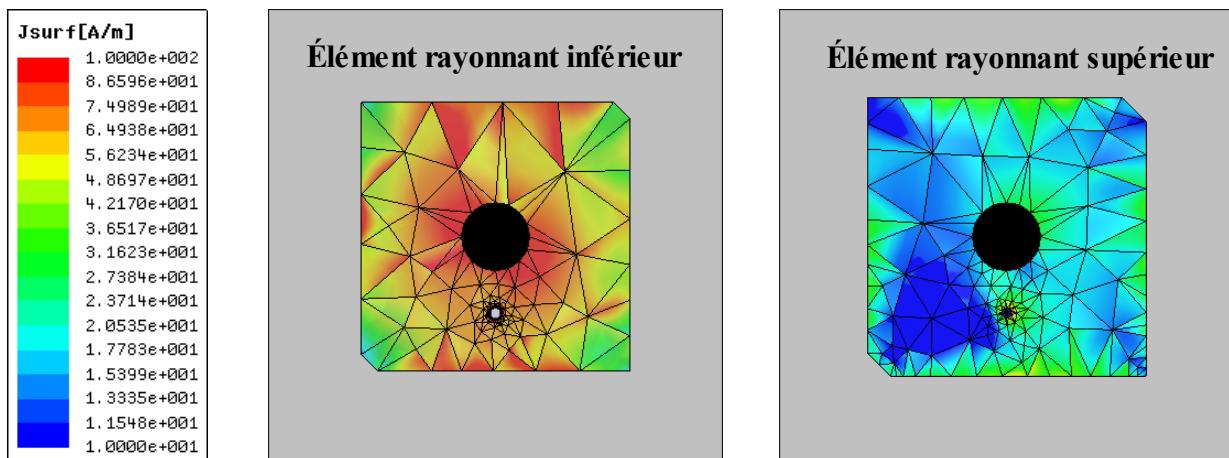


Figure 4.55: Distribution des courants de surface à la fréquence $\text{GPS}_1 f_1$

➤ À la fréquence $\text{GPS}_2 f_2$

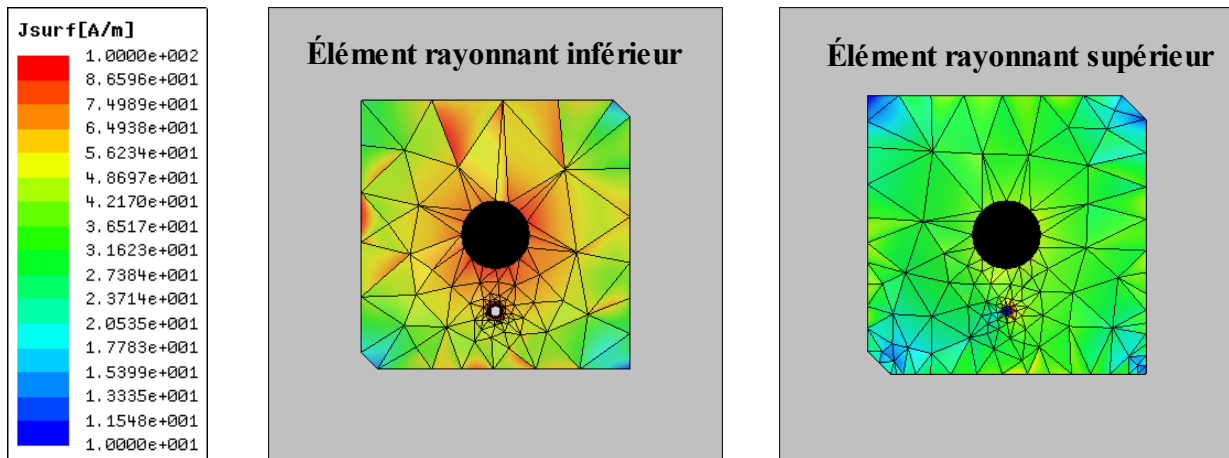


Figure 4.56: Distribution des courants de surface à la fréquence $\text{GPS}_2 f_2$

Une cavité placée au centre de l'antenne ne perturbe pas la distribution des courants de surface (**Fig 4.55 et 4.56**). Avec la même échelle, la distribution des courants de surface est quasiment la même sur les deux éléments rayonnants aux deux fréquences de travail.

2.1.6. Conclusions

L'introduction d'une cavité au centre de l'antenne, ne dégrade pratiquement pas ses performances. La polarisation circulaire est conservée aux deux fréquences. Cette cavité crée cependant une légère désadaptation pour la fréquence basse.

Par la suite, la hauteur de cette cavité étant la même que celle utilisée pour l'antenne à polarisation linéaire, nous pourrions les combiner pour concevoir une antenne multistandard à polarisation multiple, en espérant que toutes les bandes soient bien adaptées.

2.2. Combinaison finale : GPS₁, GPS₂ et WLAN entre 5 et 6 GHz

Nous combinons cette fois-ci, l'antenne double couche à polarisation circulaire fonctionnant dans les deux bandes distinctes du GPS avec l'antenne quadribande à polarisation linéaire. Nous décomposons l'étude de cette antenne en deux parties, d'abord dans la bande de fréquence des standards GPS, puis entre 5 et 6 GHz pour le WLAN. Nous avons également fait un compromis de performance en supprimant la bande Bluetooth car l'antenne ne pouvait fonctionner dans tous les standards demandés.

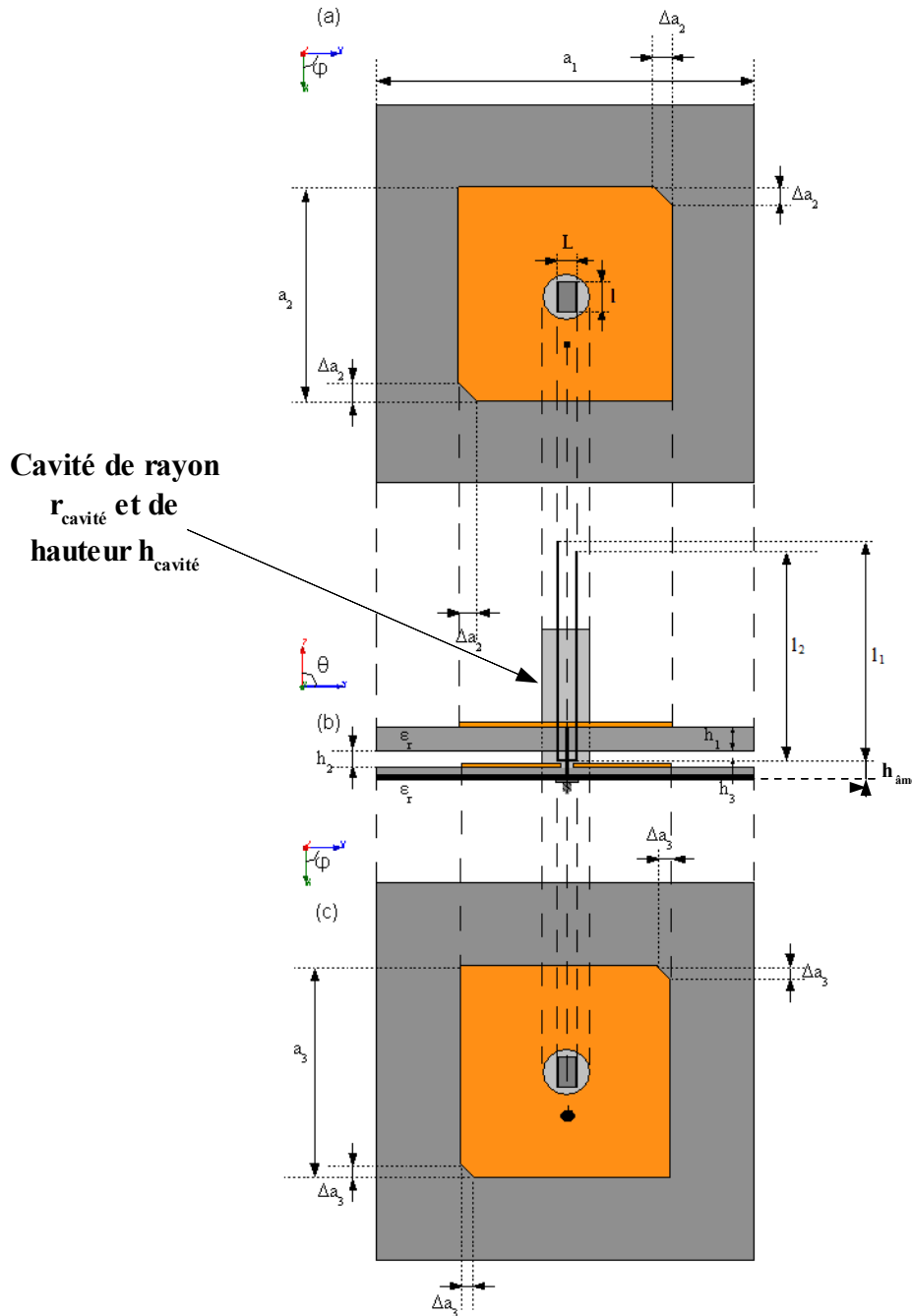


Figure 4.57: Géométrie de l'antenne combinée N°2
(a) antenne supérieure, (b) combinaison des deux antennes, (c) antenne inférieure

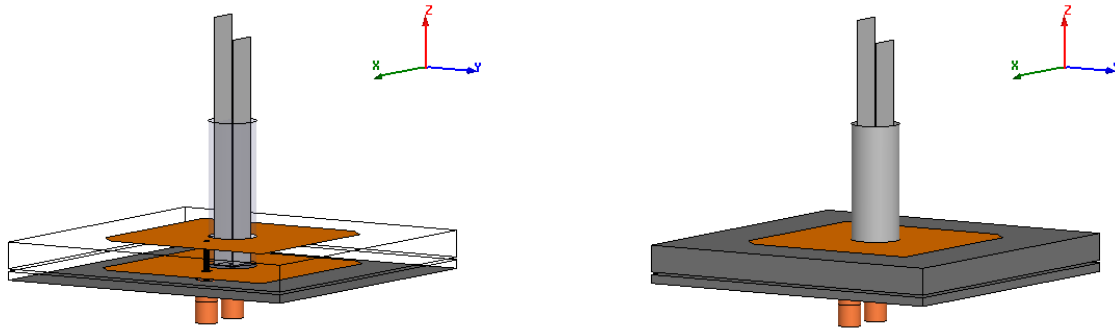


Figure 4.58: Géométrie de l'antenne combinée N°2

➤ Caractéristiques de l'antenne :

Antenne à polarisation circulaire	a_1	a_2	a_3	Δa_2	Δa_3	h_1	h_2	h_3	ϵ_r
	60 mm	36,8 mm	36,9 mm	3,5 mm	2,9 mm	1,6 mm	0,5 mm	5 mm	10
Antenne à polarisation linéaire	$r_{\text{cavité}}$	$h_{\text{cavité}}$	l_1	l_2	L	l	$h_{\text{âme}}$		
	4,5 mm	27 mm	46 mm	42 mm	4,5 mm	6 mm	2 mm		

Tableau 4.16: Caractéristiques de l'antenne combinée N°2

Les **figures 4.57 et 4.58** montrent la structure de l'antenne. C'est la combinaison de l'antenne bibande double couche à double polarisation circulaire de même sens étudiée dans la partie III.3.1 avec l'antenne quadribande à polarisation linéaire étudiée dans la partie II. Nous avons été dans l'obligation de changer les dimensions des deux antennes (**tableau 4.16**) afin de conserver une partie des performances de l'antenne dans les divers bandes de fréquence. Donc les dimensions de l'élément rayonnant supérieur ont augmenté d'environ 0,3 % et 3,8 % pour l'élément rayonnant inférieur. C'est le monopole qui a subi le plus de changement dans ses dimensions. La longueur des bras du monopoles en « U » a augmenté d'environ 14,6 % pour le plus long et 8,8 % pour l'autre et sa largeur l a augmenté également de 75 %. Cette antenne est alimentée par deux sondes coaxiales, l'une placée au centre pour l'antenne à polarisation linéaire et l'autre placée à **8,8 mm** du centre pour l'antenne à polarisation circulaire.

➤ Réalisation :

Un prototype (**Fig. 4.59**) a été réalisé.



Figure 4.59: Photos de l'antenne combinée N°2

2.2.1. Dans les bandes GPS

Nous commencerons d'abord dans la bande regroupant les deux bandes GPS, c'est-à-dire entre 1,2 et 1,7 GHz.

2.2.1.a. Adaptation, impédance d'entrée Z et découplage

Nous pouvons observer les fréquences de travail sur le graphe représentant les courbes mesuré et simulé du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence à la **figure 4.59**. Les performances en adaptation de l'antenne aux fréquences de travail sont notées dans le **tableau 4.17**.

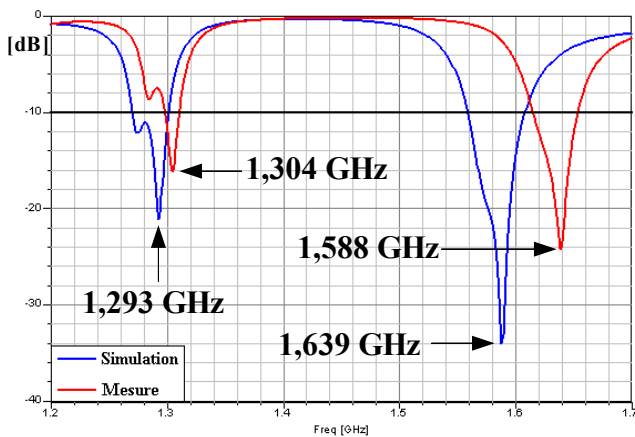


Figure 4.60: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

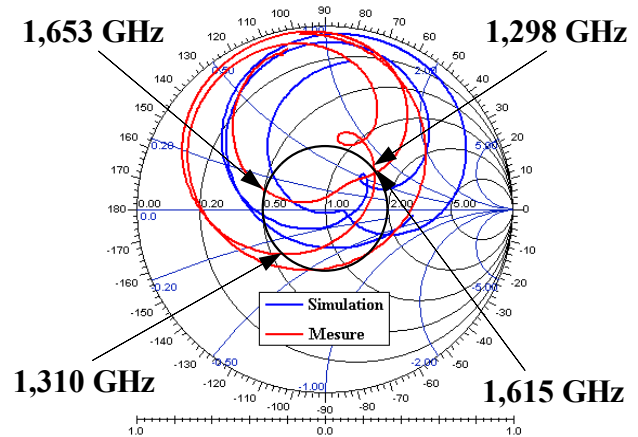


Figure 4.61: Impédance d'entrée

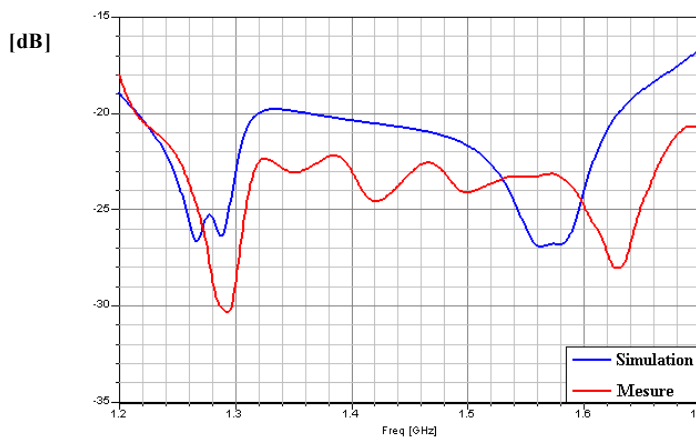
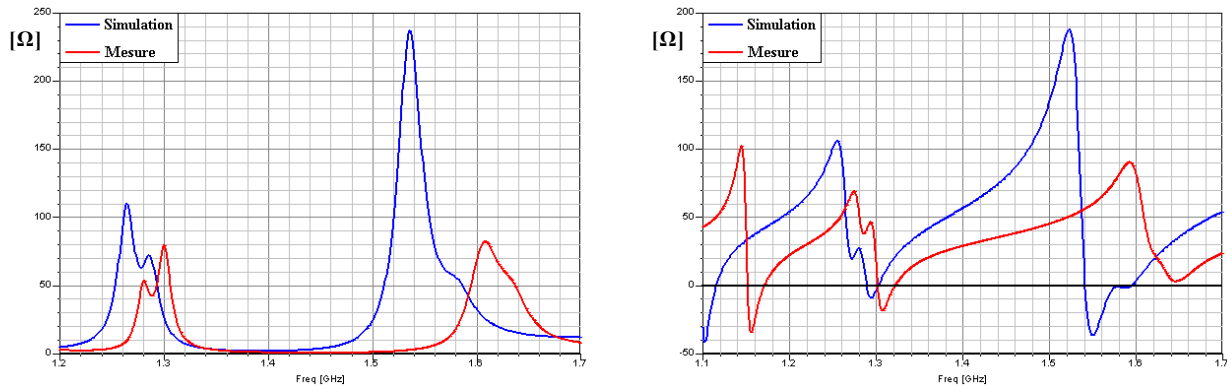


Figure 4.62: Découplage en fonction de la fréquence [dB]

En comparant la mesure à la simulation, nous observons un décalage fréquentiel dû à la précision de la réalisation. Les fréquences de travail sont plus hautes en mesure qu'en simulation. Par conséquent, les deux fréquences GPS réelles ne sont plus adaptées.


 Figure 4.63: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée Z

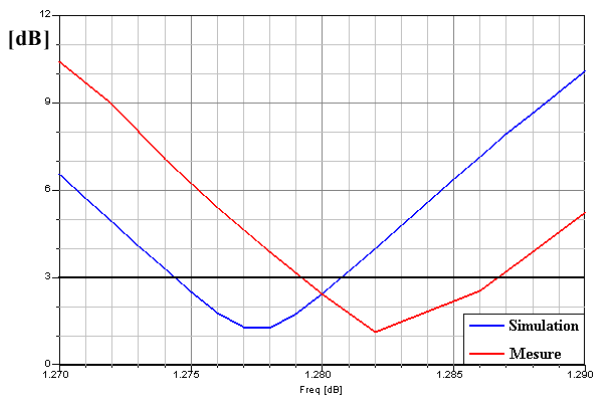
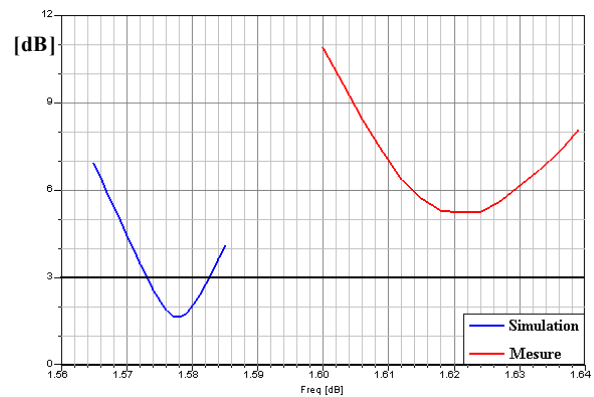
	Fréquence [GHz]	S_{11} [dB]	S_{12} [dB]	Re (Z) [Ω]	Im (Z) [Ω]	BP [MHz]
Simulation	1,293	-20,99	-25,46	49,7	-8,3	[1270,2-1300,9] = 30,7
	1,588	-33,98	-26,30	48,0	-1,8	[1558,9-1607,9] = 49
Mesure	1,304	-16,00	-26,59	61,9	-13,3	[1298,3-1310,1] = 11,8
	1,639	-24,10	-27,01	47,6	6,0	[1615,5-1653,4] = 37,9

Tableau 4.17 : Adaptation de l'antenne combinée n°2

Les bandes passantes pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB sont plus étroites en mesure qu'en simulation. Nous perdons 61,6 % pour la bande basse et 22,7 % pour la bande haute. En observant la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, on remarque toujours l'effet selfique introduit par la sonde coaxiale.

2.2.1.b. Rapports axiaux

Nous observons les rapports axiaux en fonction de la fréquence dans les bandes basses (**Fig. 4.64**) et hautes (**Fig. 4.65**). Les performances en polarisation circulaire de l'antenne combinée N°2 sont donnés dans le **tableau 4.18**.


 Figure 4.64: Rapport axial en fonction de la fréquence dans la bande GPS₁

 Figure 4.65: Rapport axial en fonction de la fréquence dans la bande GPS₂

		GPS ₁	GPS ₂
Simulation	Fréquences [GHz]	$f_1 = 1,278$	$f_2 = 1,578$
	Rapport Axial RA [dB]	1,27	1,65
	Bande Passante en polarisation pour RA < 3dB [MHz]	[1274,4-1280,7] 6,3	[1573,0-1582,6] 9,6
Mesure	Fréquences [GHz]	$f_3 = 1,282$	$f_4 = 1,621$
	Rapport Axial RA [dB]	1,14	5,23
	Bande Passante en polarisation pour RA < 3dB [MHz]	[1279,2-1286,6] 7,4	

Tableau 4.18: Performances en polarisation circulaire de l'antenne

En mesure, nous remarquons une meilleure bande passante en polarisation circulaire pour un rapport axial inférieur à 3 dB dans la bande GPS₁ d'environ 14,9 % qu'en simulation. La bande haute GPS₂ n'est pas adaptée en mesure contrairement à la simulation. Néanmoins, le rapport axial n'est pas très élevé. Cette perte de polarisation circulaire dans la bande haute est due à la précision de réalisation de l'antenne.

En observant le rapport axial simulé dans le plan azimutal de l'antenne (**Fig. 4.66 et 4.67**), nous avons une ouverture angulaire en polarisation circulaire d'environ 60° à chacune des fréquences considérées.

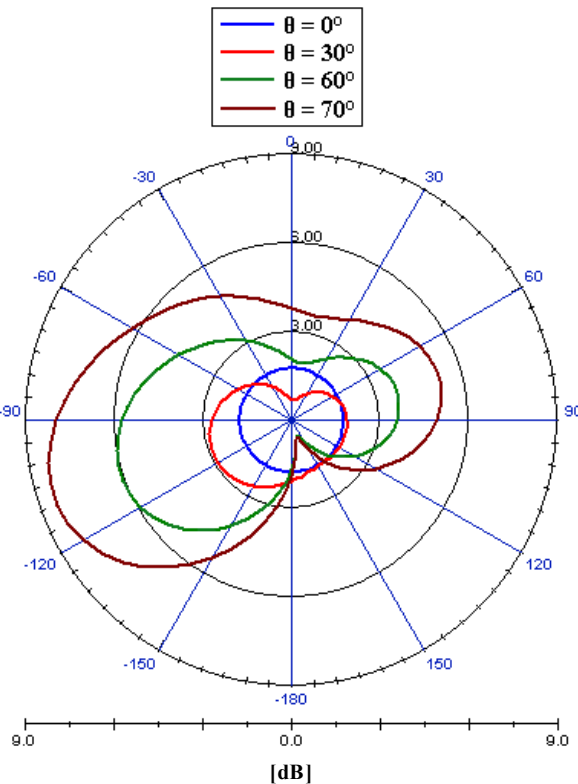


Figure 4.66: Rapport axial dans le plan azimutal à f_1

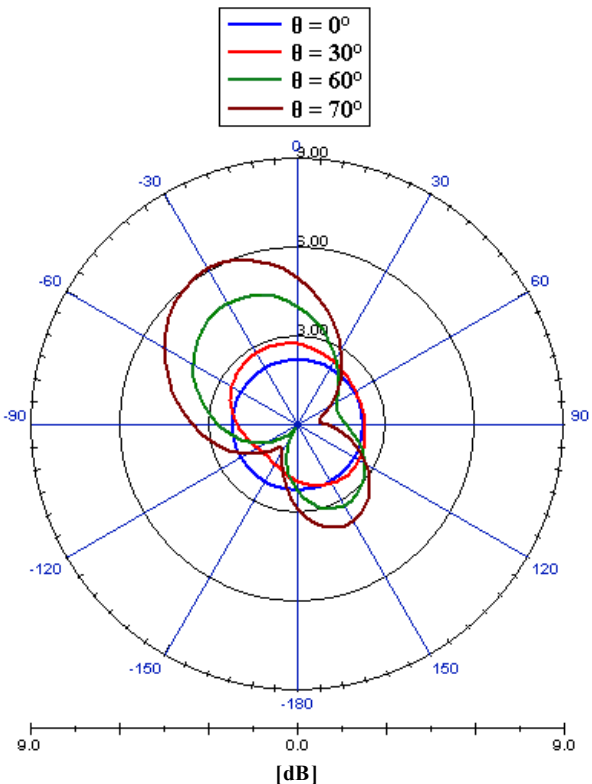


Figure 4.67: Rapport axial dans le plan azimutal à f_2

2.2.1.c. Gains E_θ et E_φ

Nous comparons les gains E_θ et E_φ obtenus en mesure avec ceux de la simulation dans deux plans orthogonaux en élévation. Les gains maximaux sont donnés dans les **tableaux 4.19 et 4.20**.

➤ À la fréquence GPS_1

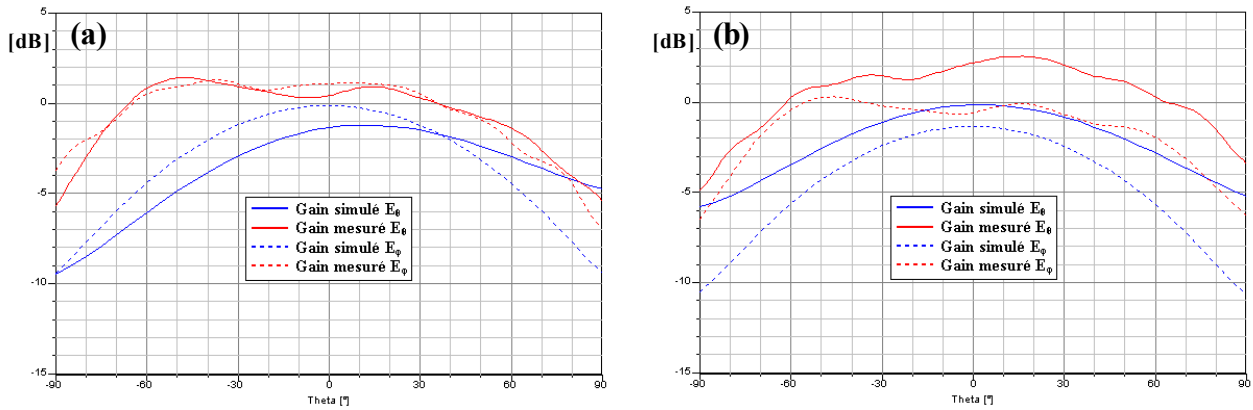


Figure 4.68: Gains E_θ et E_φ à la fréquence GPS_1 [dB]
(a) dans le plan x-z
(b) dans le plan y-z

➤ À la fréquence GPS_2

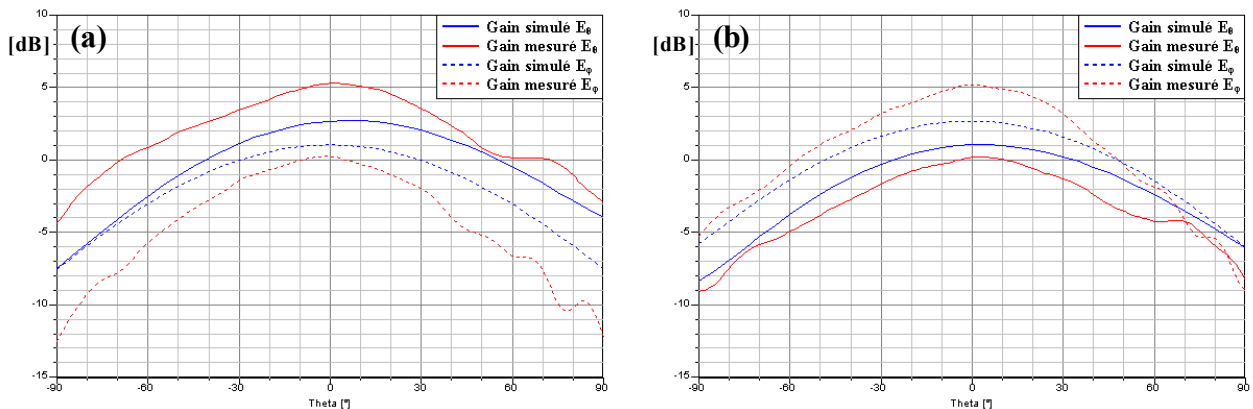


Figure 4.69: Gains E_θ et E_φ à la fréquence GPS_2 [dB]
(a) dans le plan x-z
(b) dans le plan y-z

➤ Dans le plan x-z

	Gain simulé E_θ [dB]	Gain mesuré E_θ [dB]	Gain simulé E_φ [dB]	Gain mesuré E_φ [dB]
$f_1 = 1,278 \text{ GHz}$	-1,2		-0,1	
$f_3 = 1,282 \text{ GHz}$		1,4		1,3
$f_2 = 1,578 \text{ GHz}$	2,8		1,1	
$f_4 = 1,621 \text{ GHz}$		5,3		-0,3

Tableau 4.19: Gain de l'antenne combinée N°2 dans le plan x-z

➤ Dans le plan y-z

	Gain simulé E_θ [dB]	Gain mesuré E_θ [dB]	Gain simulé E_ϕ [dB]	Gain mesuré E_ϕ [dB]
$f_1 = 1,278$ GHz	-0,1		-1,3	
$f_3 = 1,282$ GHz		2,6		0,3
$f_2 = 1,578$ GHz	1,1		2,8	
$f_4 = 1,621$ GHz		0,2		5,2

Tableau 4.20: Gain de l'antenne combinée N°2 dans le plan y-z

Nous retrouvons encore un décalage en amplitude.

2.2.1.d. Gains simulés en polarisation circulaire

Nous observons les gains simulés en polarisation circulaire dans le plan azimutal pour chacun des fréquences GPS₁ (Fig. 4.33 et 4.34) et GPS₂ (Fig 4.35 et 4.36). Les gains moyens en polarisation circulaire sont donnés dans le **tableau 4.21**. Nous obtenons bien une polarisation circulaire droite aux deux fréquence GPS.

➤ À la fréquence GPS₁

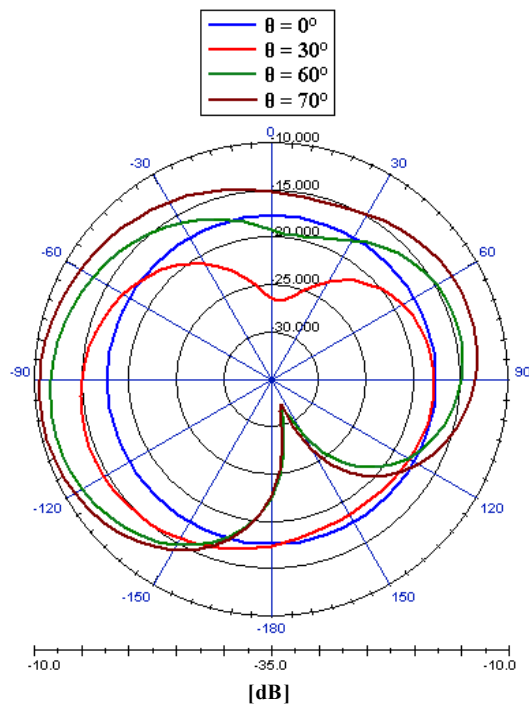


Figure 4.70: Gain LHCP dans le plan azimutal

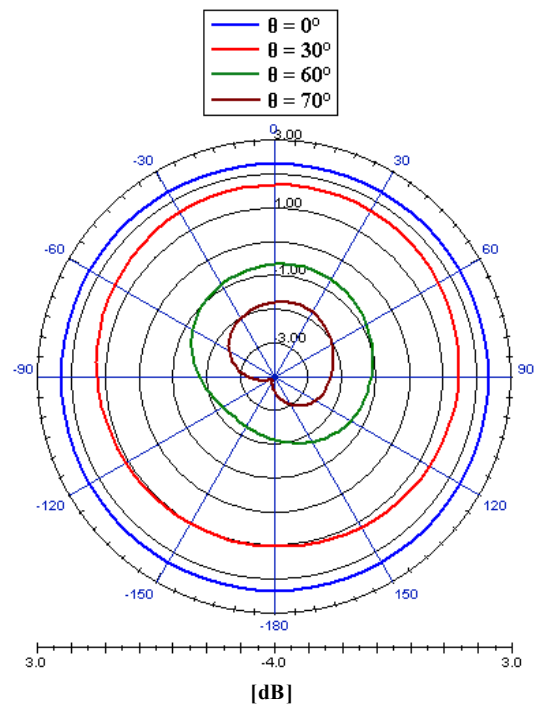


Figure 4.71: Gain RHCP dans le plan azimutal

➤ À la fréquence GPS_2

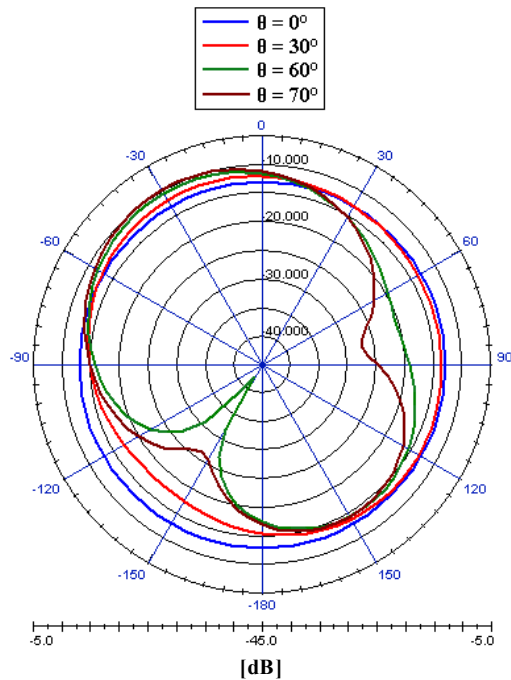


Figure 4.72: Gain LHCP dans le plan azimutal

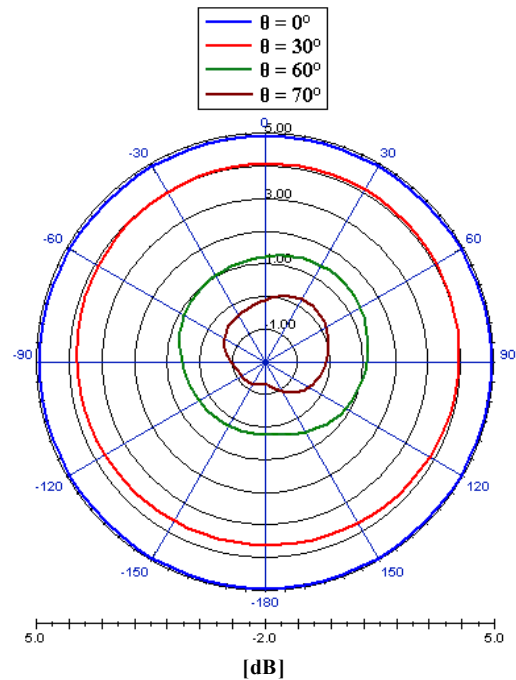


Figure 4.73: Gain RHCP dans le plan azimutal

Gain RHCP [dB]		GPS ₁	GPS ₂
		$f_1 = 1,279 \text{ GHz}$	$f_2 = 1,575 \text{ GHz}$
θ	0° (dans l'axe)	2,3	4,9
	30°	1,3	3,8
	60°	-1,5	0,8
	70°	-2,8	-0,5

Tableau 4.21: Gains en polarisation circulaire de l'antenne combinée N°2

2.2.2. Dans la bande WLAN

Nous nous plaçons maintenant dans la bande de fréquence regroupant les trois bandes du WLAN aux deux normes IEEE et Hiperlan.

2.2.2.a. Adaptation, impédance d'entrée Z et découplage

Le coefficient de réflexion est représenté à la **figure 4.74**, le découplage entre les deux sondes coaxiales à la **figure 4.75** et l'impédance d'entrée à la **figure 4.76**. Les performances de l'antenne sont données dans le **tableau 4.22**.

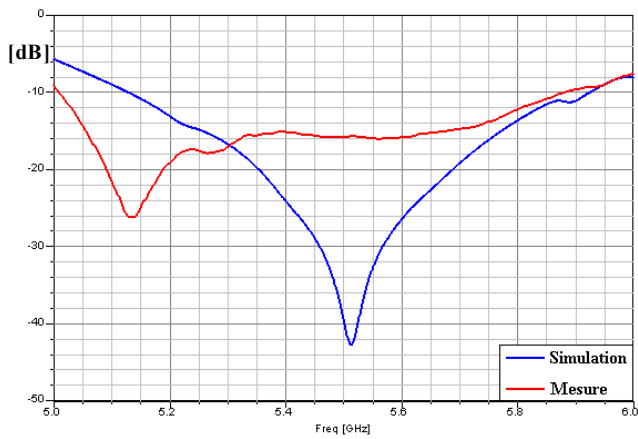


Figure 4.74: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

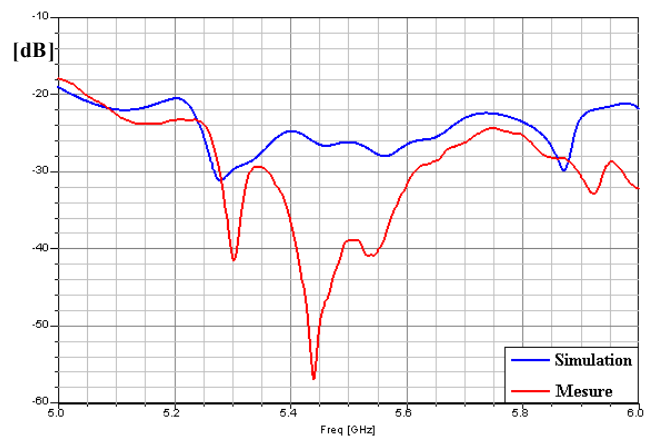


Figure 4.75: Découplage S_{12} en fonction de la fréquence

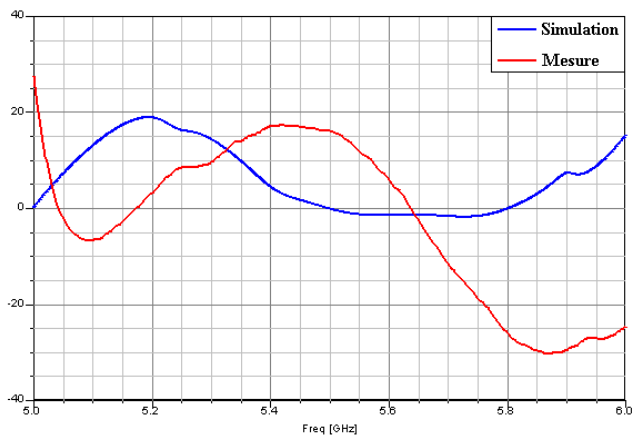
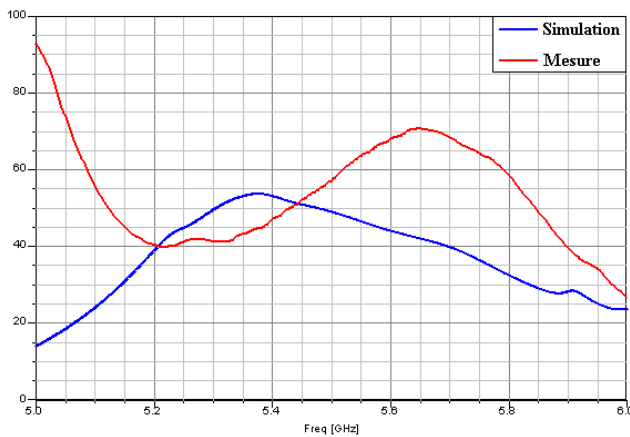


Figure 4.76: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée Z

	Fréquence [GHz]	S_{11} [dB]	S_{12} [dB]	Re (Z) [Ω]	Im (Z) [Ω]	BP [MHz]
Simulation	$f_1 = 5,514$	-42,66	-26,31	47,1	0,8	[5129,3-5925,2] = 795,9
Mesure	$f_2 = 5,136$	-26,15	-23,76	47,6	-4,2	[5009,5-5883,0] = 873,5

Tableau 4.22 : Adaptation de l'antenne combinée n°2

Les fréquences de travail simulée et mesurée sont éloignées l'une de l'autre. Cependant nous obtenons une plus grande bande passante en mesure qu'en simulation pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB. Cela permet de couvrir toutes les bandes WLAN. De plus, nous obtenons un très bon découplage de l'antenne.

2.2.2.b. Gains mesurés E_θ et E_ϕ

Nous avons choisi de représenter les gains E_θ et E_ϕ mesurés uniquement à la fréquence où l'on obtient la meilleure adaptation, c'est-à-dire où l'on a un minimum de S_{11} (**Fig. 4.29**) ainsi qu'aux fréquences se situant aux extrémités de la bande passante (**Fig. 4.77 et 4.79**).

Les diagrammes de rayonnement obtenus en simulation reflétaient très mal la réalité dû à un maillage trop large par rapport à la longueur d'onde. C'est pourquoi ils n'ont pas été représentés.

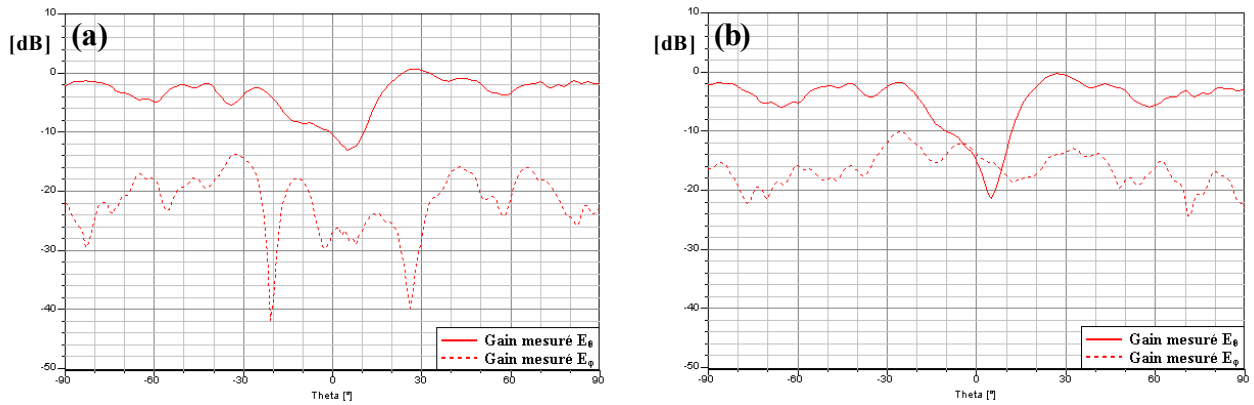


Figure 4.77: Gains E_θ et E_ϕ mesurés à 5,01 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

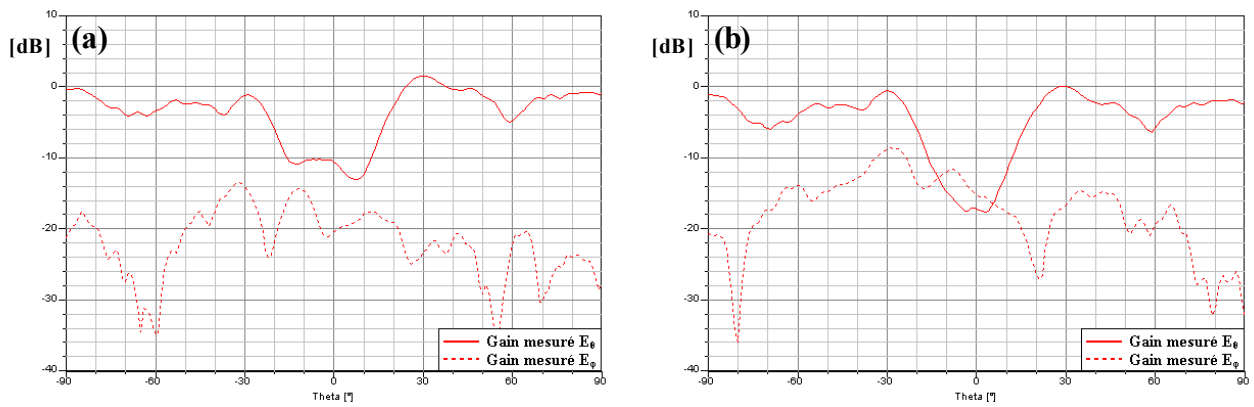


Figure 4.78: Gains E_θ et E_ϕ mesurés à 5,136 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

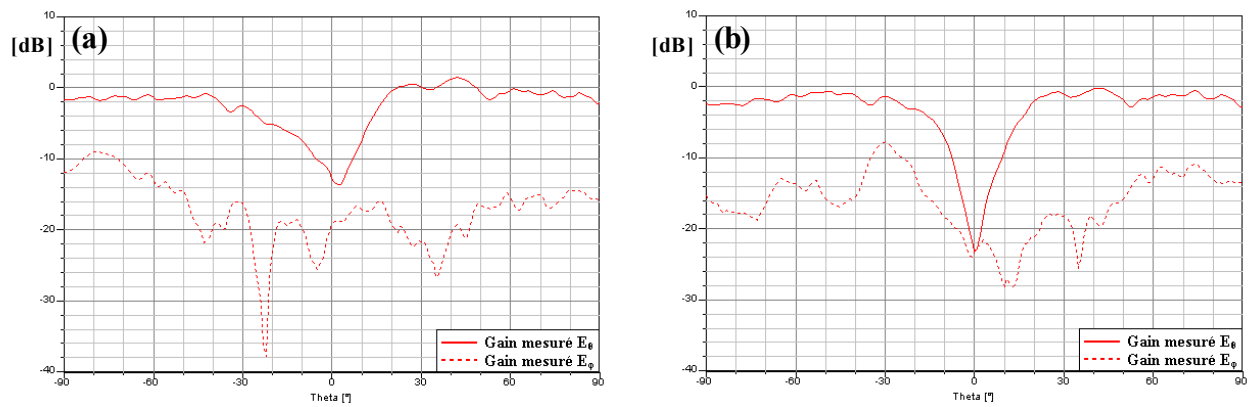


Figure 4.79: Gains E_θ et E_ϕ mesurés à 5,882 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

Contrairement à l'antenne combinée monocouche (**cf chap IV II.1.2**), les performances mesurées de l'antenne dans la bande WLAN sont bonnes. Les diagrammes de rayonnement comportent bien un creux dans l'axe pour la composante principale et la composante croisée est faible signifiant un rayonnement dipolaire.

2.2.3. Conclusions

La combinaison de l'antenne a entraîné en mesure une désadaptation des fréquences réelles des standards GPS. Cependant les bandes passantes en polarisation circulaire sont toujours présentes même si elles sont assez étroites. De plus, les gains en polarisation circulaire sont nettement suffisants pour répondre aux critères du deuxième cahier des charges. En ce qui concerne la bande en polarisation linéaire, les diagrammes mesurés obtenus présentent bien un rayonnement dipolaire. Les performances de l'antenne combinée N°2 double couche, réunissant les standards GPS₁, GPS₂ et WLAN sont très encourageantes.

III. CONCLUSIONS

Dans ce chapitre final, nous avons ajouté aux antennes monocouche et double couche du chapitre III, une cavité centrale destinée à recevoir en son centre l'antenne en « U ». La présence de la cavité n'a quasiment pas perturbé les performances des antennes. Un réajustement des dimensions à été tout de même nécessaire pour conserver la polarisation circulaire aux fréquences adéquates. Le problème est venu en combinant les antennes de nature de polarisation différente entre elles. Nous avons d'abord dû faire le compromis de privilégier les bandes WLAN entre 5 et 6 GHz au détriment de la bande Bluetooth car les dimensions des antennes ne permettaient pas le fonctionnement dans toutes les bandes de fréquences désirées. Puis la modélisation des antennes avec le logiciel HFSS ne permettaient pas un maillage très fin comparé à la longueur d'onde à cause des performances insuffisantes des ordinateurs pour ces types d'antennes. L'antenne combinée N°1 GPS-SDARS-WLAN présentent des performances insuffisantes, notamment dans la bande WLAN, pour satisfaire les critères du premier cahier des charges. Néanmoins, malgré un décalage fréquentiel entre mesure et simulation l'antenne combinée N°2 GPS₁-GPS₂-WLAN présente quant à elle de meilleures performances en adaptation et en diagramme de rayonnement. Elle permet de couvrir toute la bande WLAN avec un rayonnement dipolaire. Tous les critères du deuxième cahier des charges n'ont pas pu être satisfaits mais une bonne partie a été respectée.

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES DU CHAPITRE IV

- [4-1] Zhengwei Du, Ke Gong, and Jeffrey Shiang Fu
« *A Novel Compact Wide-Band Planar Antenna for Mobile Handsets* »
IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 54, No. 2, February 2006
- [4-2] Yong-Xin Guo, Hwee Siang Tan
« *New Compact Six-Band Internal Antenna* »
IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 3, 2004
- [4-3] P.Ciais, C. Luxey, A. Diallo, A. Staraj and G. Kossiavas
« *Pentaband internal antenna for handset communication devices* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 8, August 2006
- [4-4] Jung N. Lee, Jong K. Park, and Sang S. Choi
« *Design of a compact frequency-notched UWB slot antenna* »
Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 48, No. 1, January 2006
- [4-5] Y. Kim, and E. K. Walton
« *Design of small and low-profile antenna for Satellite Digital Radio Audio System* »
Electronics Letters, 6th January 2005, Vol. 41, No. 1
- [4-6] Young-Pyo Hong, Jung-Min Kim, Soon-Chul Jeong, Dong-Hyun Kim, Mun-Ho Choi, Yongshik Lee, and Jong-Gwan Yook
« *S-Band Dual-Path Dual-Polarized Antenna System for Satellite Digital Audio Radio Service (SDARS) Application* »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, No. 4, April 2006

CONCLUSIONS GÉNÉRALES

ET PERSPECTIVES

CONCLUSIONS

CONCLUSIONS GÉNÉRALES ET PERSPECTIVES

Pour répondre à une demande spécifique, le cahier des charges imposé par la société RADIALL a été modifié au cours de ces trois années de thèse. Ainsi, dans ce mémoire, les travaux de recherche présentés portent essentiellement sur la modélisation, la conception et l'analyse d'antennes multistandards combinées, à polarisations multiples. La conception de telles antennes ouvre de nouvelles perspectives dans le domaine de l'industrie spatiale. Elles permettent de recevoir un maximum de services en un minimum d'encombrement.

Dans le cadre d'une collaboration entreprise/laboratoire, nous avons conçu deux antennes fonctionnant dans cinq bandes de fréquences distinctes. L'une couvre les bandes GPS, SDARS et les trois bandes du WLAN, et l'autre couvre les deux bandes GPS et également les trois bandes du WLAN. Nous avons dû faire un compromis des performances car les deux antennes multistandards devaient à l'origine fonctionner également dans la bande Bluetooth. Pour cela, nous avons procédé en plusieurs étapes. Nous avons trouvé judicieux de concevoir au préalable des antennes qui regroupent les standards en fonction de la nature de leur polarisation.

Pour bien resituer le contexte de cette étude, nous avons tout d'abord commencé par présenter dans le manuscrit quelques exemples de systèmes embarqués nécessitant des antennes. Ensuite, nous avons détaillé les systèmes satellitaires permettant l'échange d'informations entre les serveurs et les divers appareils électroniques. Puis nous avons décrit les principaux standards voués à l'application automobile tels que le GPS et SDARS moyennant ce type de diffusion satellitaire. Enfin nous avons listé les différents standards de la téléphonie mobile de manière chronologique, et les technologies sans fil complémentaires des réseaux mobiles telles que le Bluetooth et WLAN.

D'une part, pour l'antenne quadribande Bluetooth et WLAN à polarisation linéaire, nous sommes partis d'un simple élément filaire bibande fonctionnant aux modes résonants quart d'onde autour de 2 GHz et à son harmonique 3 au-dessus de 5 GHz. Cette antenne semble parfaite en terme d'encombrement vertical, ainsi qu'en terme de performances. Son diagramme de rayonnement est dipolaire dans le plan vertical et omnidirectionnel dans le plan horizontal. Cependant, sa bande passante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB ne lui permet pas de couvrir simultanément les trois bandes de fréquences correspondant aux standards WLAN entre 5,15 et 5,825 GHz. Nous avons continué l'étude par deux approches équivalentes permettant d'élargir la bande haute. Dans la première approche, présentée en annexe I, nous ajoutons un autre élément filaire de même diamètre, mais de longueur différente, connecté à une fine languette horizontale, à côté du premier. Cette différence de longueur permet l'élargissement de la bande.

La seconde approche découle de la première: L'élément bifilaire connecté à la languette horizontale est remplacé par une très fine languette repliée en U avec deux bras de longueurs différentes. Les performances des deux antennes sont équivalentes. Les diagrammes de rayonnement sont toujours dipolaires dans le plan vertical et légèrement moins omnidirectionnels dans le plan horizontal. Il reste maintenant à ramener la fréquence basse qui se situe autour des 2 GHz dans la bande Bluetooth. Pour cela, une cavité placée autour de l'antenne en U permet de déplacer la fréquence basse sans dégrader les performances de l'antenne dans les bandes WLAN. Nous avons ainsi réalisé deux antennes quadribandes équivalentes, à polarisation linéaire, performantes en termes de bande passante, de gain et d'encombrement. L'étude paramétrique montre que la bande Bluetooth est contrôlée par les dimensions de la cavité, et les bandes WLAN par les dimensions et la différence relative de longueur des bras du monopole en U.

D'autre part, nous avons réalisé plusieurs antennes bibandes à polarisation circulaire grâce à la technologie imprimée. D'abord nous avons développé une antenne GPS-SDARS à double polarisation circulaire de sens de rotation opposé, droite pour le GPS et gauche pour le SDARS. Cette antenne monocouche alimentée par une seule alimentation permet de générer la polarisation circulaire dans deux bandes de fréquences distinctes à l'aide d'un élément carré à coins coupés entouré d'un anneau carré à coins coupés également. Les deux parties sont reliées au moyen de fins connecteurs aux quatre coins de l'antenne. L'antenne présente une bande passante à -10 dB suffisante et des gains en polarisation circulaire correspondant aux critères du cahier de charges. Cependant, sa bande passante et son ouverture angulaire en polarisation circulaire pour un rapport axial inférieur à 3 dB est assez étroite et par conséquent insuffisantes pour répondre à toutes les exigences du cahier des charges. Puis le fait de couper les deux autres coins de l'anneau carré, a permis de passer d'une antenne bibande à polarisation circulaire de sens opposé à une antenne bibande à polarisation circulaire de même sens, sans que cela ne dégrade les performances générales de l'antenne.

Nous avons ensuite conçu une autre antenne couvrant les deux bandes GPS, donc à double polarisation circulaire de même sens. Cette antenne GPS₁-GPS₂ consiste en deux éléments rayonnants carrés à coins coupés imprimés sur deux substrats différents placés en parallèle. Une sonde coaxiale alimente directement l'élément rayonnant supérieur, l'élément rayonnant inférieur étant alimenté par effet de couplage grâce à l'âme de la sonde qui passe à travers un orifice circulaire. On retrouve des performances équivalentes à l'antenne GPS-SDARS précédente, c'est-à-dire une bande passante à -10 dB et des gains répondant aux critères du cahier des charges mais une

bande passante et une ouverture angulaire en polarisation circulaire insuffisantes.

Pour chacune des deux antennes GPS-SDARS et GPS₁-GPS₂, nous avons réalisé un orifice central dans le substrat et sur l'élément rayonnant, afin d'y placer la cavité correspondant à l'antenne quadribande à polarisation linéaire. Ce nouvel élément perturbe très peu les performances des deux antennes. Cependant, nous avons dû modifier les dimensions de l'antenne afin de conserver la polarisation circulaire dans les deux bandes de fréquences. Enfin, nous avons ajouté l'antenne en U à l'intérieur des cavités pour la combinaison finale de l'antenne multistandard à polarisation multiple. Cette dernière étape, la plus délicate, montre une grande influence de l'antenne à polarisation circulaire sur l'antenne à polarisation linéaire. Les performances en polarisation circulaire en termes de bande passante et gains sont relativement bien conservées. Toutefois, nous perdons le fonctionnement dans la bande Bluetooth et WLAN. Pour remédier à ce problème, les dimensions des antennes ont été réoptimisées. Dans les deux cas de figure, les changements les plus conséquents sont pour le monopole en U qui devient une antenne plaque repliée en U. Ainsi, nous avons réalisé deux antennes fonctionnant dans les bandes GPS, SDARS et WLAN pour l'une et les deux bandes GPS et WLAN pour l'autre. Un compromis a été décidé dans le but de conserver les trois bandes WLAN au détriment de la bande Bluetooth. Au final, les deux antennes fonctionnent bien en polarisation circulaire et linéaire mais les gains dans les bandes WLAN ont été nettement dégradés. Finalement, malgré quelques inconvénients, nous avons modélisé et conçu, deux antennes quadribandes à polarisation linéaire, trois antennes bibandes à polarisation circulaire et deux antennes quintuple bandes à polarisations multiples répondant en grande partie aux exigences des deux cahiers des charges.

Les principales perspectives pour la continuité de ces travaux seraient dans un premier temps la poursuite de l'étude théorique. Les antennes présentées dans ce manuscrit ont des fonctionnements complexes, qui nécessitent encore de nombreux approfondissements, et notamment sur la génération et le couplage des fréquences de travail, pour pouvoir être encore mieux exploitées. L'analyse de leur comportement à partir d'études paramétriques et de l'observation de la distribution des courants, permettrait d'identifier plus précisément chaque fréquence. L'autre point à optimiser est le gain obtenu en polarisation linéaire. Pour l'antenne en U entourée d'une cavité, ils pourraient être améliorés grâce à l'ajout d'un autre élément filaire. Nous pourrions également remplacer l'antenne en U par un pavé métallique comportant une fente en U, placé à la verticale. Éventuellement, l'étude de l'antenne pourrait être étendue à l'analyse des effets d'un radôme, lequel permettrait la protection de l'antenne dans le cas de sa commercialisation.

La combinaison de l'antenne quadribande à polarisation linéaire avec l'une des antennes bibandes à polarisation circulaire entraîne la perte du fonctionnement de l'antenne dans la bande Bluetooth. Pour réintégrer cette bande, nous pourrions de même ajouter un autre élément filaire à l'antenne en U ou encore créer des fentes sur la paroi de la cavité qui l'entoure.

Au niveau des antennes imprimées plusieurs optimisations peuvent être apportées. Pour augmenter les bandes passantes de l'antenne double couche à double polarisation circulaire, on pourrait superposer deux antennes monocouches composées d'un pavé intérieur entouré d'un anneau. Ces antennes seraient dimensionnées de telle façon à travailler dans les mêmes bandes, avec cependant un léger décalage de fréquences pour pouvoir élargir la bande passante. Cet élargissement pourrait concerner les bandes passantes pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB, ainsi que les bandes passantes en polarisation circulaire pour un rapport axial inférieur à 3 dB.

Pour l'antenne bibande à polarisation circulaire de sens opposé, ou de même sens, le contrôle des polarisations pourrait être réalisé à l'aide de diodes qui jouent le rôle d'interrupteurs. Ces diodes seraient connectées du pavé intérieur à l'anneau dans les coins de l'antenne. Ainsi on pourrait commuter d'un fonctionnement en polarisations circulaires de sens opposés à deux polarisations circulaires de même sens.

La miniaturisation de l'antenne combinée finale n'est pas aisée du fait de sa structure complexe. Évidemment, nous pourrions utiliser des substrats de permittivités plus élevées que celle de la céramique utilisée (10), mais les gains diminueraient car les pertes sont plus grandes et le coût de l'antenne augmenterait. Il ne faut pas oublier que les antennes réalisées dans le cadre d'une thèse industrielle sont vouées à une industrialisation et à la commercialisation. Le coût de ces antennes est donc un paramètre très important à considérer.

Les possibilités d'évolution de ces antennes sont multiples. Par exemple, une solution pourrait être envisagée pour générer une antenne bibande à polarisation circulaire. Cela consisterait à remplacer l'antenne en U par deux antennes hélices dont l'entrelacement des brins serait alterné. De plus, la cavité pourrait comporter des fentes circulaires. Une antenne à triple polarisation circulaire pourrait être réalisée à partir de l'antenne bibande monocouche à double polarisation circulaire GPS-SDARS. À cette antenne on ajoute un second anneau autour du premier qui est également relié aux quatre coins de l'antenne par de fines languettes. Ces quelques idées sont données à titre d'exemple mais il en existe certainement beaucoup plus, lesquelles pourront sans doute être découvertes par le doctorant qui reprendra cette difficile mais passionnante étude.

ANNEXES

ANNEXE I : ANTENNE BIFILAIRE

Puisque l'élément filaire ne peut couvrir toutes les bandes désirées, nous avons mené une étude sur l'antenne bifilaire en parallèle à l'antenne en « U ». Ces deux antennes sont équivalentes et ont des performances semblables.

1. Élargissement de la bande passante entre 5 et 6 GHz

Nous ajoutons un autre élément qui pourrait contribuer à l'élargissement de la bande haute. Cet élément est un deuxième élément filaire de longueur à peu près équivalente au premier, destiné à générer une autre résonance dans les hautes fréquences entre 5 et 6 GHz. Cette résonance sera très proche de celle liée au premier élément filaire.

1.1. Description de la géométrie de l'antenne

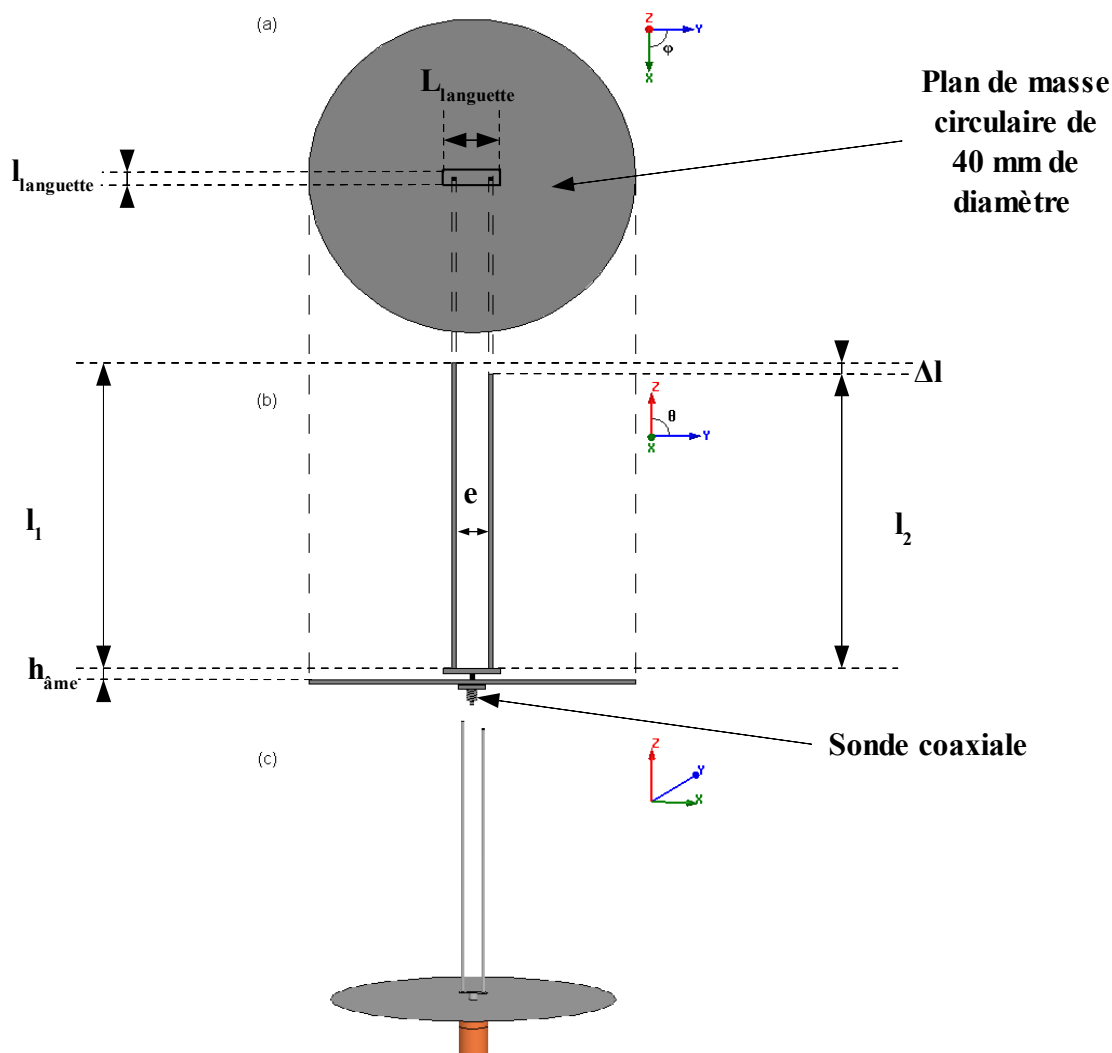


Figure I.1: Géométrie de l'élément bifilaire
(a) vue de dessus, (b) vue de face, (c) vue 3D

La **figure I.1** représente la structure de l'antenne. Elle est composée d'un élément bifilaire d'une longueur presque équivalente l_1 et l_2 , placés sur une fine languette de longueur $L_{\text{languette}}$ et de largeur $l_{\text{languette}}$, à égale distance de part et d'autre de la sonde coaxiale centrale. Cet élément bifilaire de 0,5 mm de diamètre sont écartés par un espace e d'environ $0,045\lambda$.

➤ Caractéristiques de l'antenne

l_1	l_2	$L_{\text{languette}}$	$l_{\text{languette}}$	e	$h_{\text{âme}}$
40 mm	39 mm	4 mm	1 mm	2,5 mm	1 mm

Tableau I.1 : Caractéristiques de l'élément bifilaire

1.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

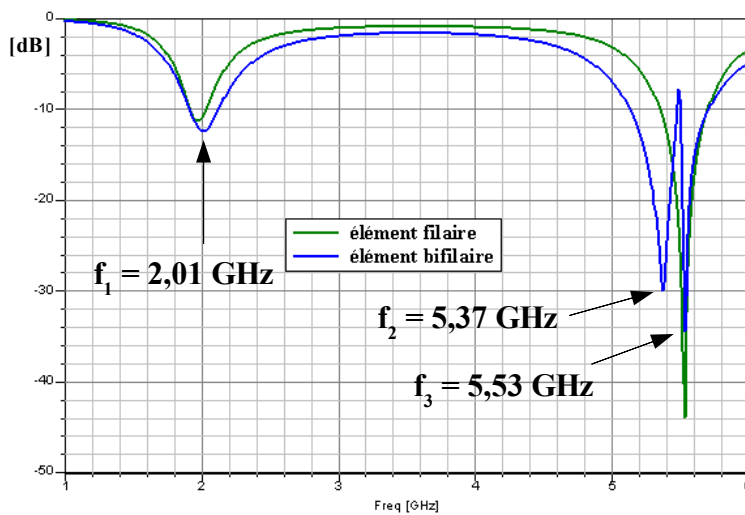


Figure I.2: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

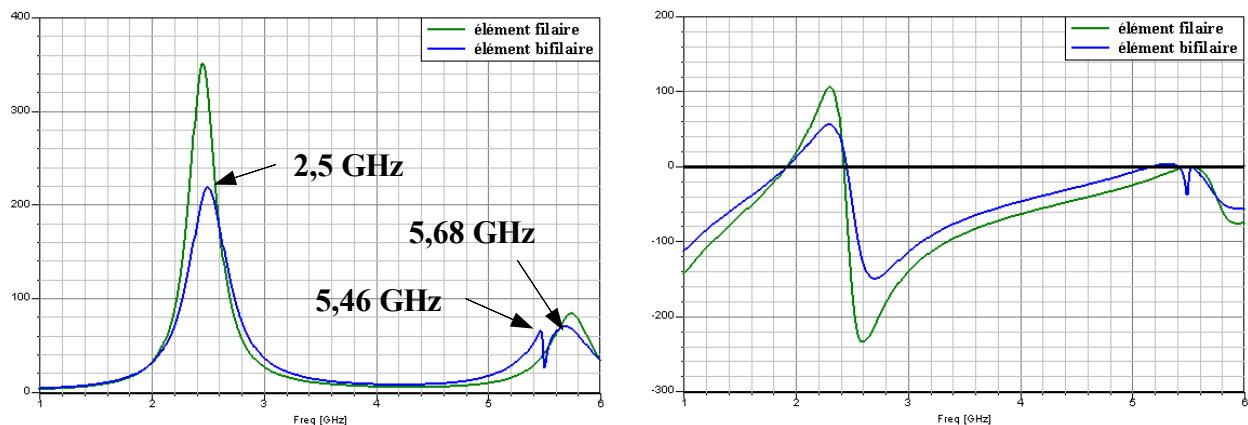


Figure I.3: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

Pour un monopole de longueur de 40 mm la fréquence du premier mode associée est $f = \frac{c}{4l} = 1,875 \text{ GHz}$. Et l'élément filaire 2 a une longueur de 39 mm et sa fréquence de résonance associée est $f = \frac{c}{4l} = 1,923 \text{ GHz}$. Pour l'élément bifilaire, leur deuxième résonance qui correspond au mode 3 est respectivement de 5,625 GHz et 5,769 GHz. Les résultats sont répertoriés dans le **tableau I.2**.

On remarque un décalage du niveau d'amplitude en terme de partie imaginaire de l'impédance d'entrée Z (**Fig. I.3**) correspondant à un effet capacitif de l'antenne.

	Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re [Ω]	Im [Ω]	BP pour $S_{11} < -10 \text{ dB}$ [MHz]
Bande basse	$f_1 = 2,01$	-12,43	33,7	14,0	[1916-2121] = 205
Bande haute	$f_2 = 5,37$	-29,94	48,3	3,0	[5132-5478] = 346
	$f_3 = 5,53$	-34,42	45,8	0,2	[5530-5750] = 220

Tableau I.2: Adaptation de l'élément bifilaire

L'ajout d'un deuxième élément filaire permet d'élargir la bande à la fois dans les bandes basse et haute. Dans ce cas précis, la largeur de la bande est quasiment multiplié par deux car elle augmente d'environ 81,4 % par rapport l'élément filaire seul. Il permet aussi d'obtenir deux bandes passantes entre 5 et 6 GHz. Cependant, celles-ci ne permettent pas de couvrir les bandes requises, il faudra donc trouver un moyen pour remédier à ce problème.

1.3. Gains E_θ et E_ϕ

Nous nous intéressons aux diagrammes de rayonnement simulés des gains E_θ dans le plan azimutal pour $\theta = 90^\circ$ (plan x-y) et dans deux plans en élévation, pour $\phi = 0^\circ$ (plan x-z) et $\phi = 90^\circ$ (plan y-z) pour les trois fréquences de travail obtenues (**Fig. I.4 à I.6**). Les performances en gain sont répertoriées dans le **tableau I.3**.

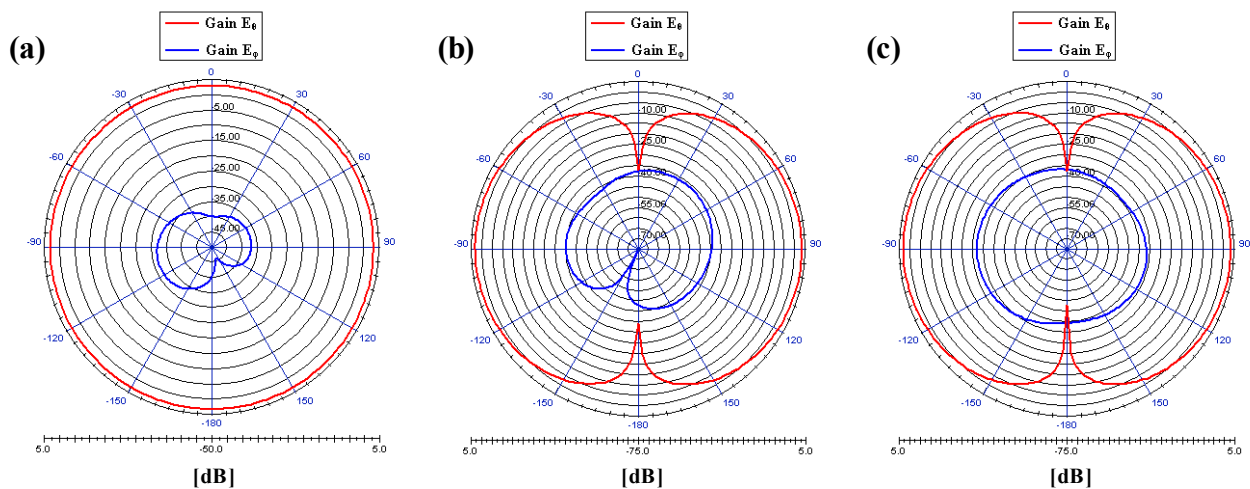


Figure I.4: Gains E_θ et E_ϕ à la fréquence 2,01 GHz
(a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

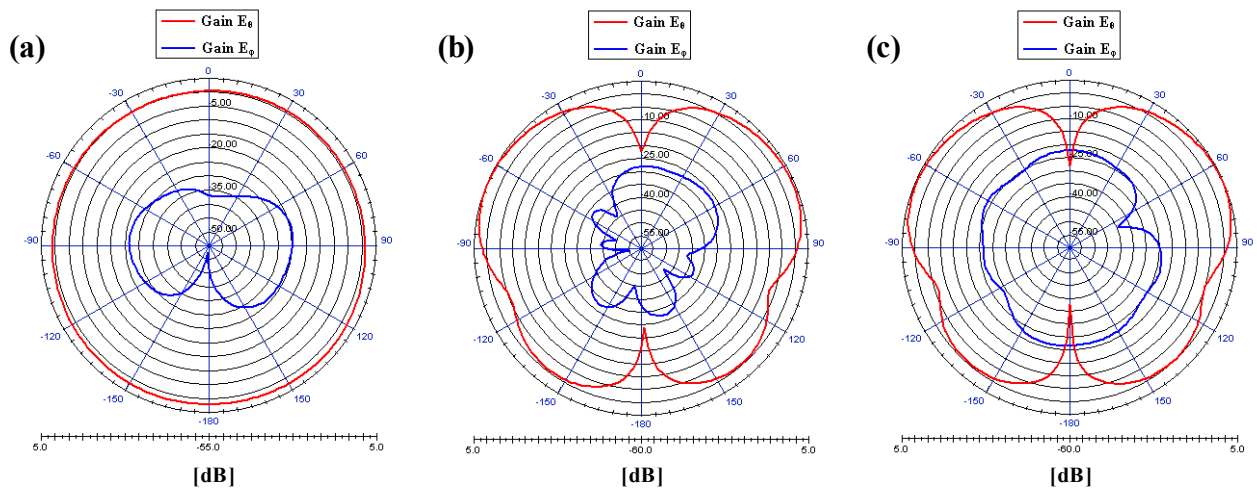


Figure I.5: Gains E_0 et E_ϕ à la fréquence 5,37 GHz
 (a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

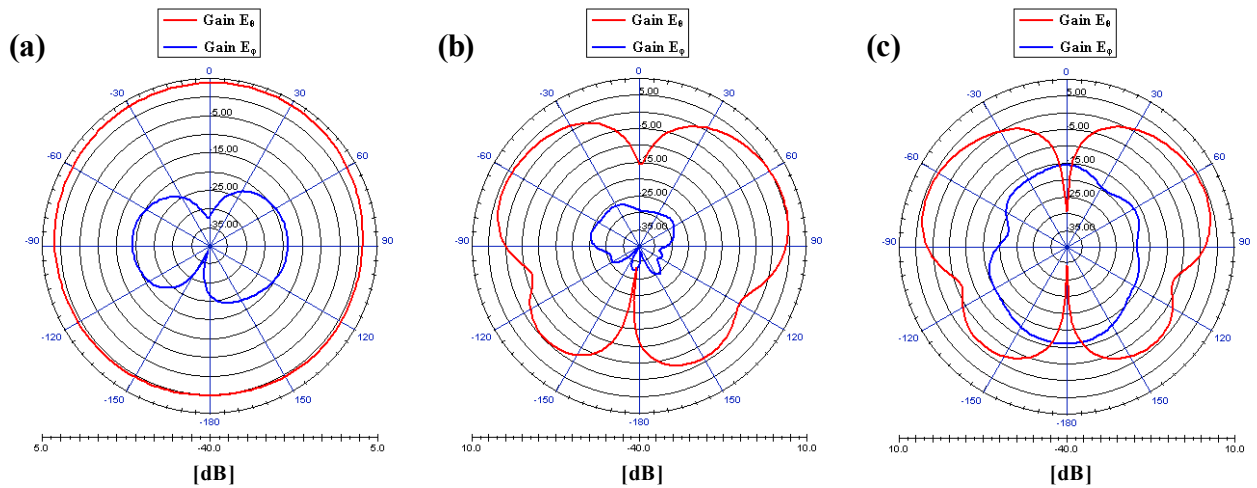


Figure I.6: Gains E_0 et E_ϕ à la fréquence 5,53 GHz
 (a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

	Gain E_0 max [dB]	Gain E_0 min [dB]
$f_1 = 2,07$	2,9	2,9
$f_2 = 5,37$	2,0	0,3
$f_3 = 5,53$	3,8	-0,1

Tableau I.3: Gains E_0 et E_ϕ de l'élément bifilaire dans le plan azimutal

Les gains obtenus sont supérieurs à 2 dB à la fréquence basse et à 0 dB aux fréquences hautes, même si nous obtenons un gain minimal E_0 très légèrement négatif à la fréquence f_3 , ce qui est en accord avec les critères en gain du cahier des charges.

1.4. Étude paramétrique

Nous effectuons une étude paramétrique pour observer le comportement de l'antenne, étant bien entendu que les variables considérées ne sont pas λ dépendantes car un encombrement déterminé et quantifié est imposé.

1.4.1. Influence de la différence relative de longueur Δl entre les éléments filaires

Nous faisons varier la différence relative de hauteur Δl entre les éléments filaires (**Fig. I.7**). Le pas est de 1 mm.

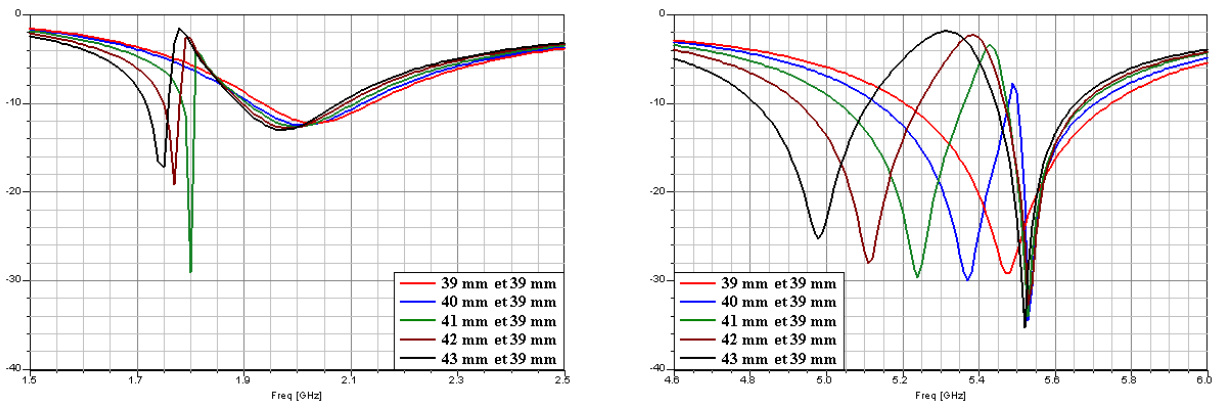


Figure I.7: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δl (l_1)

	Δl [mm]	0	1	2	3	4
Bande basse	f_1 [GHz]			1,80	1,77	1,75
	S_{11} [dB] à f_1			-28,95	-19,14	-17,16
	BP ₁ [MHz]			[1785-1808] 23	[1749-1781] 32	[1716-1759] 43
	f_2 [GHz]	2,03	2,01	2,00	1,98	1,97
	S_{11} [dB] à f_2	-12,19	-12,43	-12,59	-12,77	-12,96
	BP ₂ [MHz]	[1936-2136] 200	[1915-2119] 204	[1908-2105] 197	[1897-2088] 191	[1892-2076] 184
Bande haute	f_3 [GHz]	5,48	5,37	5,24	5,11	4,98
	S_{11} [dB] à f_3	-29,48	-29,94	-29,59	-27,93	-25,20
	BP ₃ [MHz]	[5209-5747] 538	[5134-5478] 344	[5034-5361] 327	[4928-5244] 316	[4813-5110] 297
	f_4 [GHz]		5,53	5,53	5,53	5,52
	S_{11} [dB] à f_4		-34,42	-33,89	-32,69	-35,22
	BP ₄ [MHz]		[5501-5704] 203	[5473-5681] 208	[5466-5673] 207	[5444-5653] 209

Tableau I.4: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de Δl

Nous observons l'apparition sur les courbes d'une modification d'adaptation par rapport à la fréquence dans les deux bandes. Plus Δl relatif augmente, plus nous distinguons une individualisation des modes d'adaptation aux fréquences de résonances considérées.

Cela signifie que lorsque les deux brins de l'élément bifilaire sont quasiment de mêmes longueurs, leurs fréquences de travail tendent à se confondre. Lorsque Δl augmente, les fréquences de travail associées à chacun des brins de l'élément bifilaire s'écartent de plus en plus pour former deux bandes distinctes dans les bandes basse et haute (**tableau I.4**).

Les fréquences f_1 et f_2 sont générées par l'élément filaire 1 dont la longueur varie et les fréquences f_3 et f_4 par l'élément filaire 2 qui a une longueur fixe.

1.4.2. Influence de l'écart relatif e entre les brins de l'élément bifilaire

Nous faisons varier maintenant l'écart relatif e entre les brins de l'élément bifilaire (**Fig. I.8**). Le pas est de 0,5 mm.

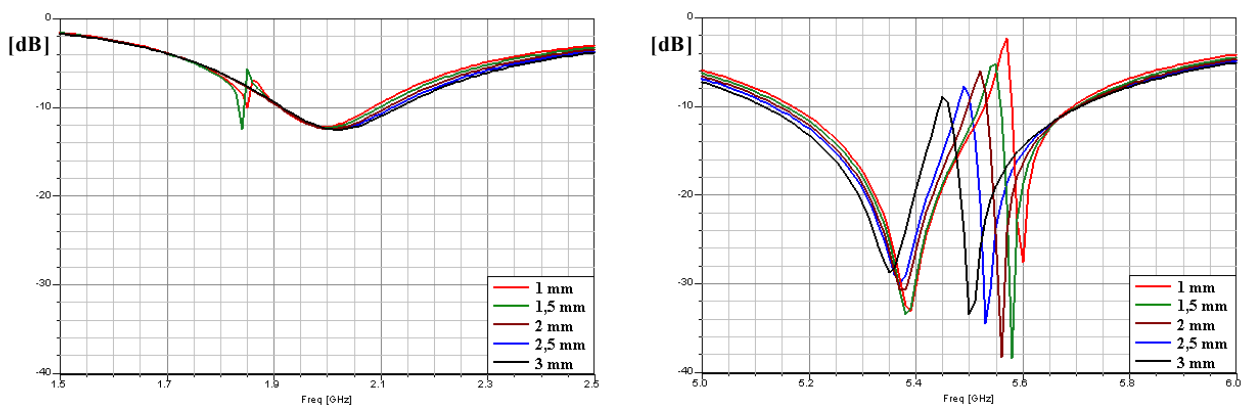


Figure I.8: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de e

	e [mm]	1	1,5	2	2,5	3
Bande basse	f_1 [GHz]	1,85	1,84			
	S_{11} [dB] à f_1	-9,95	-12,40			
	BP ₁ [MHz]		[1833-1843] 10			
	f_2 [GHz]	1,98	2,00	2,01	2,01	2,02
	S_{11} [dB] à f_2	-12,12	-12,26	-12,38	-12,43	-12,48
	BP ₂ [MHz]	[1912-2083] 171	[1913-2106] 193	[1912-2110] 198	[1915-2119] 204	[1919-2131] 212
Bande haute	f_3 [GHz]	5,39	5,38	5,38	5,37	5,35
	S_{11} [dB] à f_3	-33,01	-33,33	-30,61	-29,94	-28,61
	BP ₃ [MHz]	[5171-5529] 358	[5158-5513] 355	[5144-5498] 354	[5134-5478] 344	[5126-5442] 316
	f_4 [GHz]	5,60	5,58	5,56	5,53	5,50
	S_{11} [dB] à f_4	-27,48	-38,31	-38,20	-34,42	-33,37
	BP ₄ [MHz]	[5580-5691] 111	[5559-5700] 141	[5531-5703] 172	[5501-5704] 203	[5461-5706] 245

Tableau I.5: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de e

La bande passante pour un coefficient de réflexion inférieur à -10 dB est relativement bien conservée dans les deux bandes. Plus cet écart relatif augmente, plus les deux bandes distinctes dans la bande haute entre 5 et 6 GHz tendent à se confondre. Ce paramètre permet de contrôler la largeur de celles-ci en déplaçant le point d'inflexion. Si on augmente l'écart relatif e , la bande basse augmente légèrement. Dans la bande haute, la BP₃ diminue en faveur de la BP₄ qui augmente (tableau I.5).

1.4.3. Influence de la longueur $L_{\text{langue}} de la languette horizontale$

On fait varier cette fois la longueur de la languette horizontale $L_{\text{langue}} (Fig. I.9)$. Le pas est de 1 mm. La position de l'élément bifilaire reste inchangée.

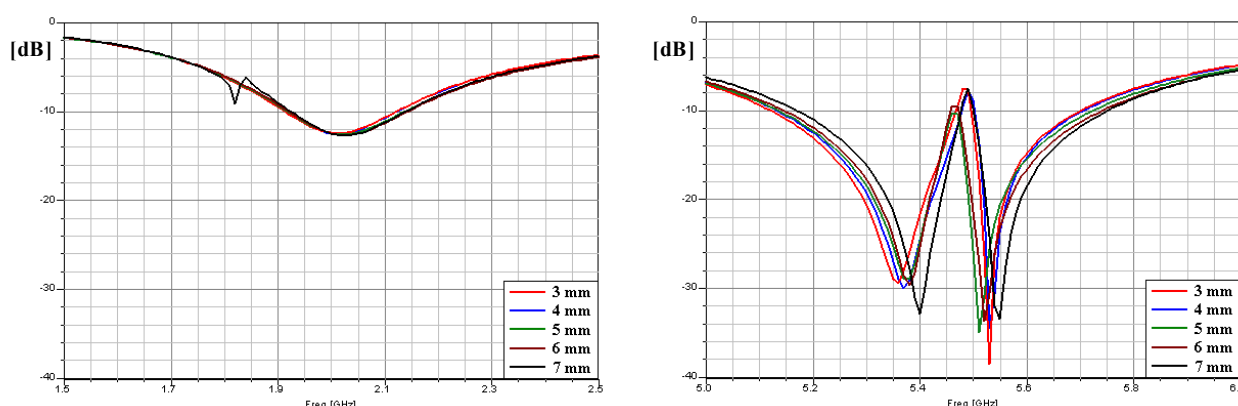


Figure I.9: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L_{langue}

	$L_{\text{langue}} [\text{mm}]$	3	4	5	6	7
Bande basse	$f_1 [\text{GHz}]$					1,82
	$S_{11} [\text{dB}] \text{ à } f_1$					-9,07
	BP ₁ [MHz]					
	$f_2 [\text{GHz}]$	2,01	2,01	2,02	2,03	2,03
	$S_{11} [\text{dB}] \text{ à } f_2$	-12,40	-12,43	-12,54	-12,61	-12,64
	BP ₂ [MHz]	[1915-2120] 205	[1915-2119] 204	[1920-2135] 215	[1922-2141] 219	[1936-2138] 202
Bande haute	$f_3 [\text{GHz}]$	5,36	5,37	5,38	5,38	5,40
	$S_{11} [\text{dB}] \text{ à } f_3$	-29,27	-29,94	-28,85	-29,55	-32,73
	BP ₃ [MHz]	[5122-5466] 344	[5134-5478] 344	[5136-5721] 585	[5146-5468] 322	[5171-5488] 317
	$f_4 [\text{GHz}]$	5,53	5,53	5,51	5,52	5,55
	$S_{11} [\text{dB}] \text{ à } f_4$	-38,37	-34,42	-34,79	-33,63	-33,38
	BP ₄ [MHz]	[5498-5700] 202	[5501-5704] 203	idem BP ₃	[5471-5740] 269	[5501-5750] 249

Tableau I.6: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de L_{langue}

La position de l'élément bifilaire reste inchangée. La bande basse n'est pas très affectée quand on modifie la valeur de ce paramètre. Dans les hautes fréquences, la position des fréquences de résonances se déplacent légèrement. Ce n'est pas un paramètre déterminant de l'antenne.

1.4.4. Influence de la largeur $l_{\text{languette}}$ de la languette horizontale

Le dernier paramètre que nous faisons varier est la largeur de la languette horizontale $l_{\text{languette}}$ (Fig. I.10). Le pas est de 0,5 mm.

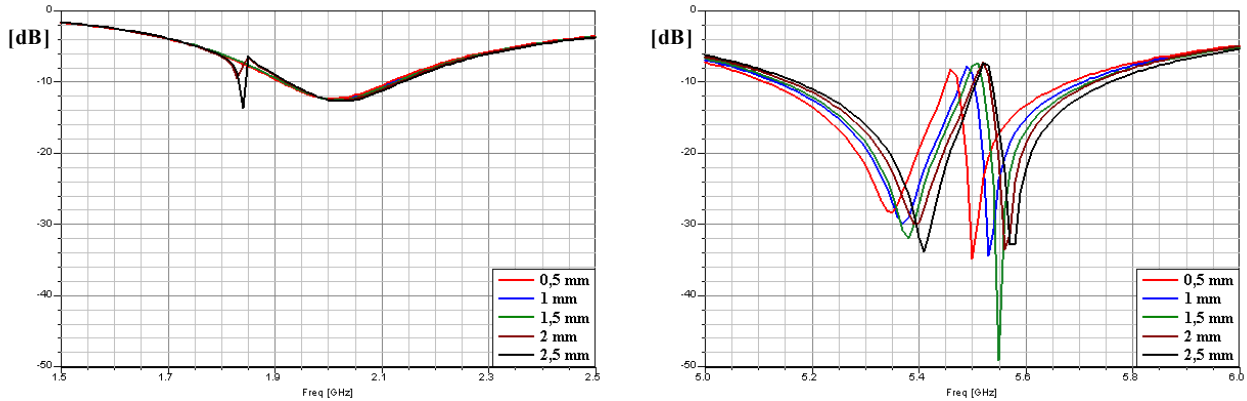


Figure I.10: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $l_{\text{languette}}$

	$l_{\text{languette}}$ [mm]	0,5	1	1,5	2	2,5
Bande basse	f_1 [GHz]				1,83	1,84
	S_{11} [dB] à f_1				-9,49	-13,72
	BP ₁ [MHz]					[1832-1845] 13
	f_2 [GHz]	2,01	2,01	2,02	2,02	2,03
	S_{11} [dB] à f_2	-12,31	-12,43	-12,50	-12,59	-12,69
	BP ₂ [MHz]	[1912-2116] 204	[1917-2124] 204	[1918-2126] 208	[1922-2131] 209	[1924-2139] 215
Bande haute	f_3 [GHz]	5,35	5,37	5,38	5,39	5,41
	S_{11} [dB] à f_3	-28,32	-29,94	-31,85	-29,95	-33,72
	BP ₃ [MHz]	[5102-5451] 349	[5134-5478] 344	[5143-5499] 356	[5159-5502] 343	[5172-5509] 337
	f_4 [GHz]	5,50	5,53	5,55	5,56	5,57
	S_{11} [dB] à f_4	-34,80	-34,42	-49,01	-33,43	-32,76
	BP ₄ [MHz]	[5471-5681] 210	[5501-5704] 203	[5528-5721] 193	[5531-5729] 201	[5537-5761] 224

Tableau I.7: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de $l_{\text{languette}}$

De même que pour le paramètre précédent, la bande basse n'est pas affectée quand nous modifions ce paramètre. Par contre, la bande haute se déplace plus significativement que lorsque nous faisons varier la longueur de la languette horizontale. Plus $l_{\text{languette}}$ augmente, plus les fréquences de résonances diminuent.

1.5. Conclusions

Rajouter un deuxième élément filaire de longueur quasiment équivalente au premier permet de créer une autre résonance pour pouvoir élargir la bande passante entre 5 et 6 GHz. Avec cette antenne, nous travaillons aux fréquences de travail qui correspondent aux modes fondamentaux et aux modes supérieurs de l'élément bifilaire. L'étude paramétrique montre que la variable la plus conséquente est la différence de hauteur relative Δl entre les brins de l'élément bifilaire. La bande passante dans les hautes fréquences reste encore insuffisante et la fréquence basse n'est pas adaptée dans la bonne bande qui est celle du Bluetooth. Par la suite, nous allons ajouter un autre élément à l'antenne pour pouvoir déplacer la bande basse.

2. Adaptation de la bande Bluetooth

Avec l'antenne bifilaire, la bande du standard WLAN était couverte en majorité, mais la bande qui pose encore problème est celle du standard Bluetooth. Pour adapter cette bande, nous ajoutons un nouvel élément à la structure de l'antenne. Cet élément est une cavité qui entoure l'élément bifilaire. Nous étudierons aussi le rôle de la cavité, et les performances qu'elle apporte à l'antenne.

2.1. Description de la géométrie de l'antenne

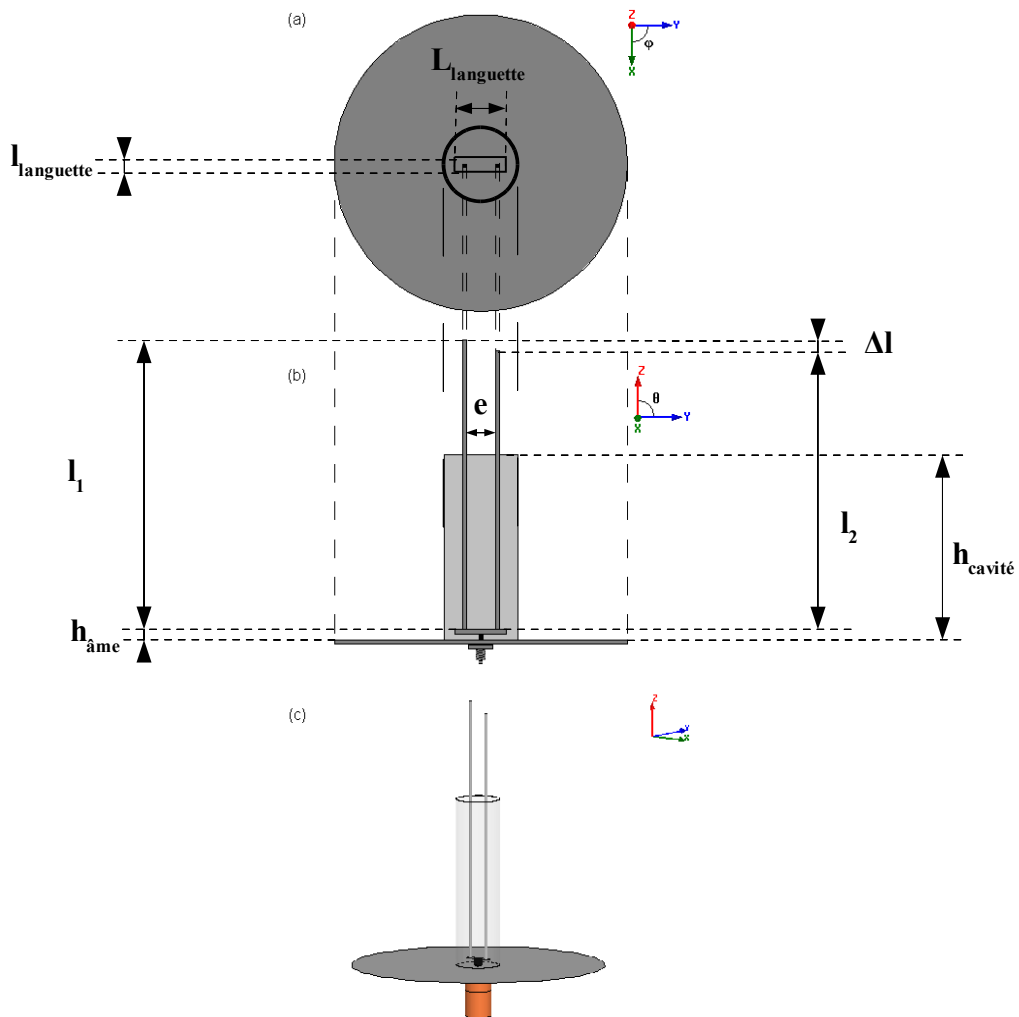


Figure I.11: Géométrie de l'élément bifilaire entouré d'une cavité
(a) vue de dessus, (b) vue de face, (c) vue 3D

A l'élément bifilaire (**Fig. I.11**), nous avons ajouté une cavité de hauteur $h_{\text{cavité}}$ et de rayon $r_{\text{cavité}}$ qui l'entoure. L'antenne est centrée dans cette cavité. Pour obtenir les résultats attendus, il a été nécessaire de modifier à nouveau la valeur des différents paramètres de l'antenne. La longueur du brin 1 de l'élément bifilaire a notamment augmenté d'environ 0,5% et celle du deuxième brin a diminué d'environ 1,3%.

➤ Caractéristiques de l'antenne

l_1	l_2	L	l	$h_{\text{cavité}}$	$r_{\text{cavité}}$	e	$h_{\text{âme}}$
40,2 mm	38,5 mm	4 mm	1 mm	26 mm	3,5 mm	2,5 mm	1 mm

Tableau I.8: Caractéristiques de l'élément bifilaire entouré d'une cavité

➤ Réalisation

Un prototype (**Fig. I.12**) a été réalisé.

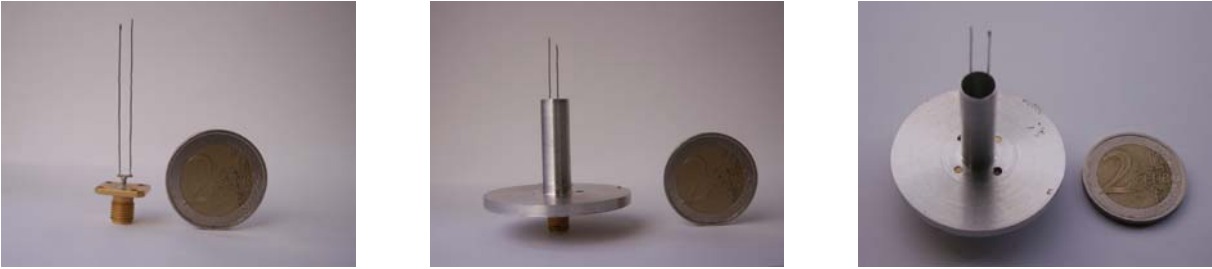


Figure I.12: Photos de l'élément bifilaire entouré d'une cavité

2.2. Adaptation et impédance d'entrée Z

Nous avons simulé l'antenne avec le logiciel HFSS d'Ansoft Corporation et nous comparons les résultats entre mesure et simulation dans le **tableau I.9**.

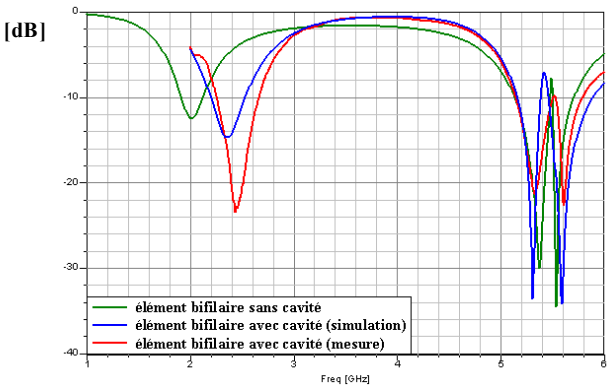


Figure I.13: Coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence

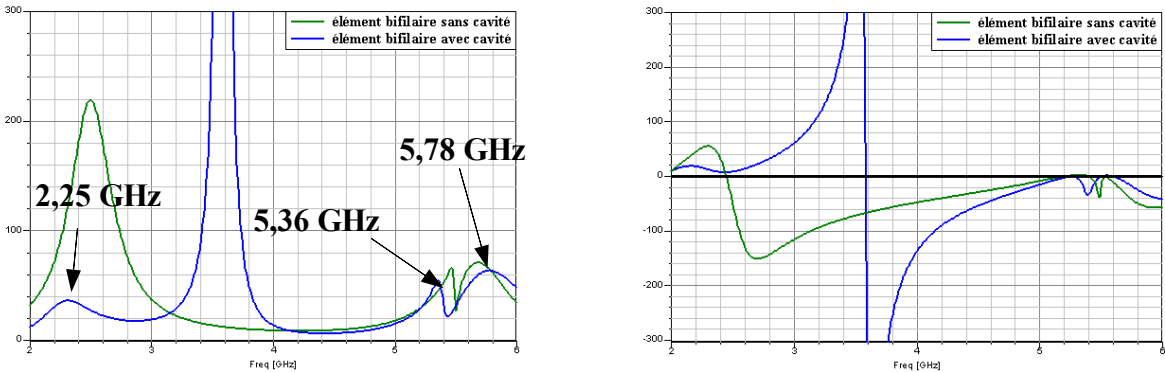


Figure I.14: Parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée

		Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re [Ω]	Im [Ω]	BP [MHz]
Simulation	Bande basse	$f_1 = 2,36$	-14,64	35,8	10,2	[2201-2526] = 325
	Bande haute	$f_2 = 5,31$	-33,49	47,0	-1,9	[5156-5381] = 225
		$f_3 = 5,59$	-34,05	48,6	1,6	[5463-5888] = 425
Mesure	Bande basse	$f_{1\text{mesure}} = 2,44$	-23,31	48,0	6,5	[2261-2664] = 403
	Bande haute	$f_{2\text{mesure}} = 5,34$	-21,22	46,8	8,0	[5147-5507] = 360
		$f_{3\text{mesure}} = 5,61$	-22,50	57,7	-2,4	[5531-5791] = 260

Tableau I.9: Adaptation de l'élément bifilaire entouré d'une cavité

		Fréquences [GHz]	S_{11} [dB]	Re [Ω]	Im [Ω]
Simulation	Bande basse	$f_{\text{Bluetooth}} = 2,45$	-12,43	30,8	8,7
	Bande haute	$f_{\text{WLAN } 1} = 5,25$	-16,90	24,4	-3,9
		$f_{\text{WLAN } 2} = 5,60$	-26,94	52,0	0,6
		$f_{\text{WLAN } 3} = 5,78$	-12,40	64,4	-21,5
Mesure	Bande basse	$f_{\text{Bluetooth}} = 2,45$	-22,83	47,1	6,4
	Bande haute	$f_{\text{WLAN } 1} = 5,25$	-15,92	36,4	-2,6
		$f_{\text{WLAN } 2} = 5,60$	-21,39	56,7	-6,2
		$f_{\text{WLAN } 3} = 5,78$	-10,22	92,4	12,0

Tableau I.10: Adaptation de l'élément bifilaire entouré d'une cavité aux fréquences centrales Bluetooth et WLAN

Les fréquences de travail (**Fig. I.13**) sont très proches dans la bande haute entre 5 et 6 GHz. La différence est de 0,6% pour f_2 et 0,4% pour f_3 . Une différence plus importante d'environ 3,3% est visible dans la bande basse pour f_1 . Celle-ci est en fait mieux située dans la plage de fréquences désirée. En ce qui concerne l'adaptation, la mesure montre une adaptation répartie sur les trois fréquences de travail, alors qu'en simulation, la bande haute est nettement mieux adaptée que la bande basse. De plus, le point d'inflexion simulé et mesuré ne se situe pas à la même fréquence, ce qui entraîne une bande passante BP_2 plus large et BP_3 plus étroite en mesure qu'en simulation. Ces différences proviennent de la précision de réalisation. On a en particulier observé que la position du point d'alimentation change nettement les performances de l'antenne. Il y a néanmoins une bonne concordance entre mesure et simulation. On peut remarquer cependant, qu'en mesure, la bande haute entre 5 et 6 GHz devient insuffisante pour répondre aux critères d'adaptation du cahier des charges. Nous avons également regardé les performances de l'antenne en adaptation aux fréquences centrales des standards Bluetooth et WLAN (**tableau I.10**). La cavité autour de l'antenne permet un déplacement en fréquence de la bande basse de manière à couvrir la bande Bluetooth sans pour autant dégrader les performances de l'antenne en adaptation dans la bande entre 5 et 6 GHz.

2.3. Gains E_θ et E_ϕ

Nous nous intéressons aux diagrammes de rayonnement simulés des gains E_θ et E_ϕ dans le plan azimutal pour $\theta = 90^\circ$ (plan x-y) et dans deux plans en élévation, pour $\phi = 0^\circ$ (plan x-z) et $\phi = 90^\circ$ (plan y-z) pour les trois fréquences de travail (**Fig. I.15 à I.17**).

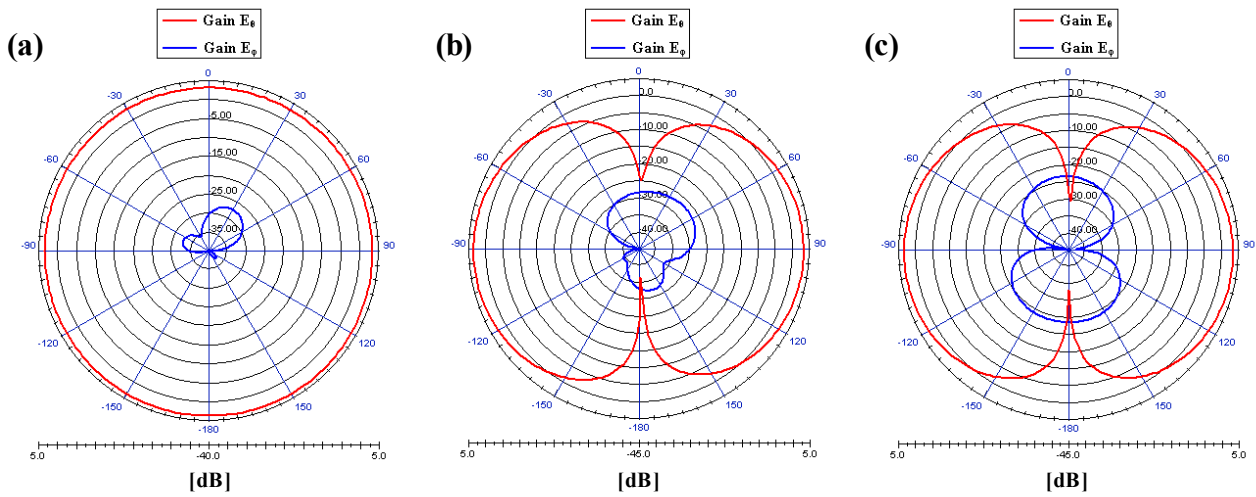


Figure I.15: Gains E_0 et E_ϕ à la fréquence 2,36 GHz
(a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

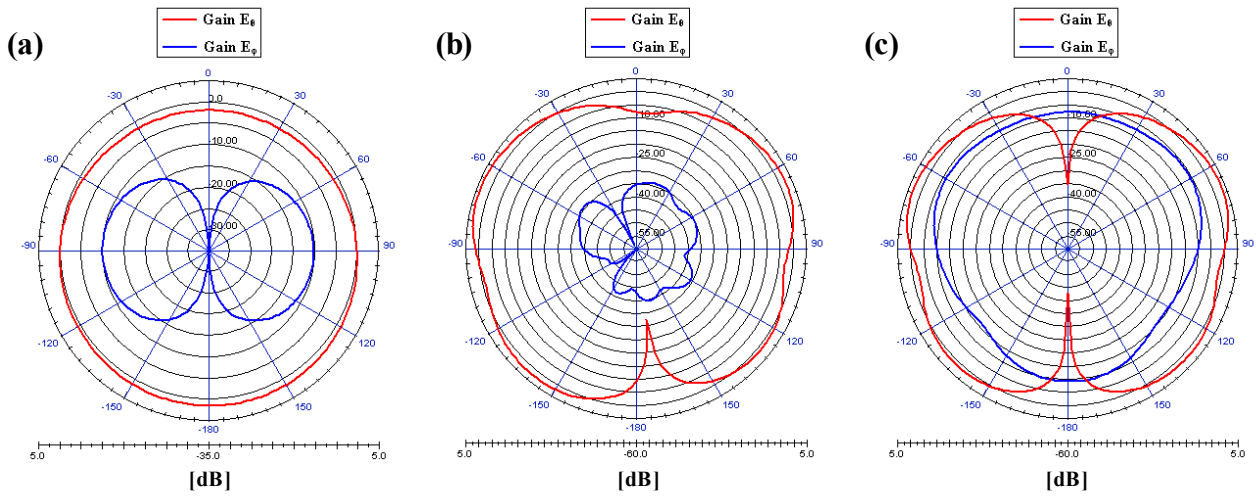


Figure I.16: Gains E_0 et E_ϕ à la fréquence 5,31 GHz
(a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

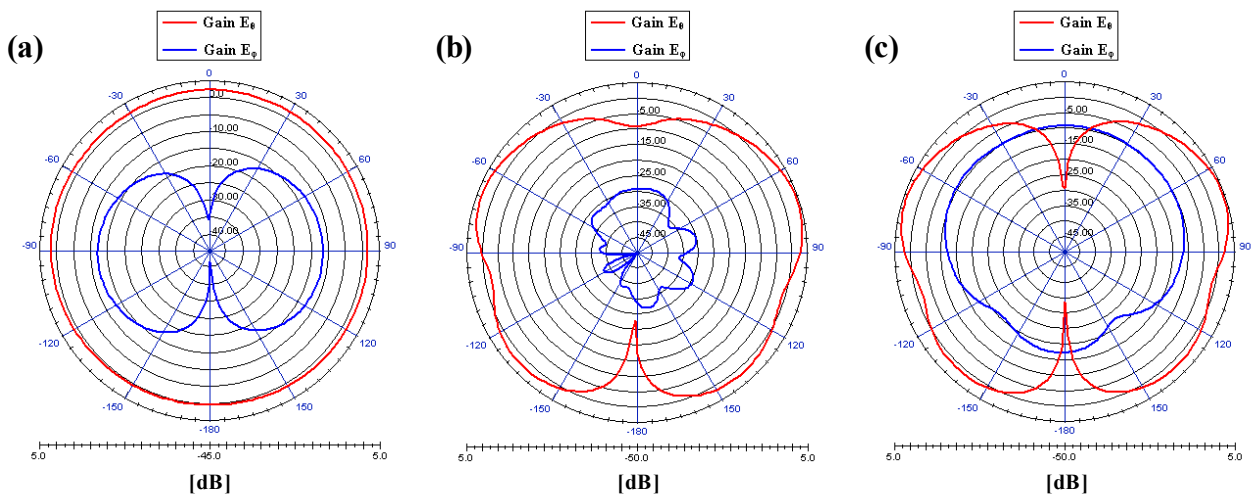


Figure I.17: Gains E_0 et E_ϕ à la fréquence 5,59 GHz
(a) plan x-y, (b) plan x-z, (c) plan y-z

Les performances en gain sont répertoriées dans les tableaux suivants, d'une part aux fréquences où nous obtenons un minimum de S_{11} (**Tableau I.11**).

	Gain E_θ max [dB]	Gain E_θ min [dB]	Gain E_ϕ max [dB]
$f_1 = 2,36$	3,5	3,0	-27,4
$f_2 = 5,31$	1,3	-2,0°	-10,0
$f_3 = 5,59$	2,3	0,1	-11,8

Tableau I.11: Gains E_θ et E_ϕ de l'élément bifilaire entouré d'une cavité dans le plan azimutal

D'après le **tableaux I.11**, les gains obtenus E_θ et E_ϕ sont convenables et suffisants pour répondre au cahier des charges qui demandait un minimum de gain de 2,5 dB à la fréquence Bluetooth et 0 dB aux fréquences WLAN. De plus, en observant les diagrammes de rayonnement en gain dans le plan azimutal (x-y), nous obtenons un rayonnement quasi-omnidirectionnel et un rayonnement dipolaire dans les plans en élévation (x-z et y-z) à toutes les fréquences considérées. La cavité autour de l'antenne ne perturbe pas son type de rayonnement, quelque soit la fréquence.

➤ Comparaison entre les gains E_θ et E_ϕ simulés et mesurés

Nous avons choisi de comparer les gains E_θ et E_ϕ simulés et mesurés aux fréquences où l'on obtient la meilleure adaptation, c'est-à-dire où l'on a un minimum de S_{11} (**Fig. I.18 à I.20**). Nous remarquons une bonne concordance entre les mesures et les simulations malgré un décalage du niveau d'amplitude. Le décalage en amplitude est surtout élevé pour les gains E_ϕ simulé et mesuré.

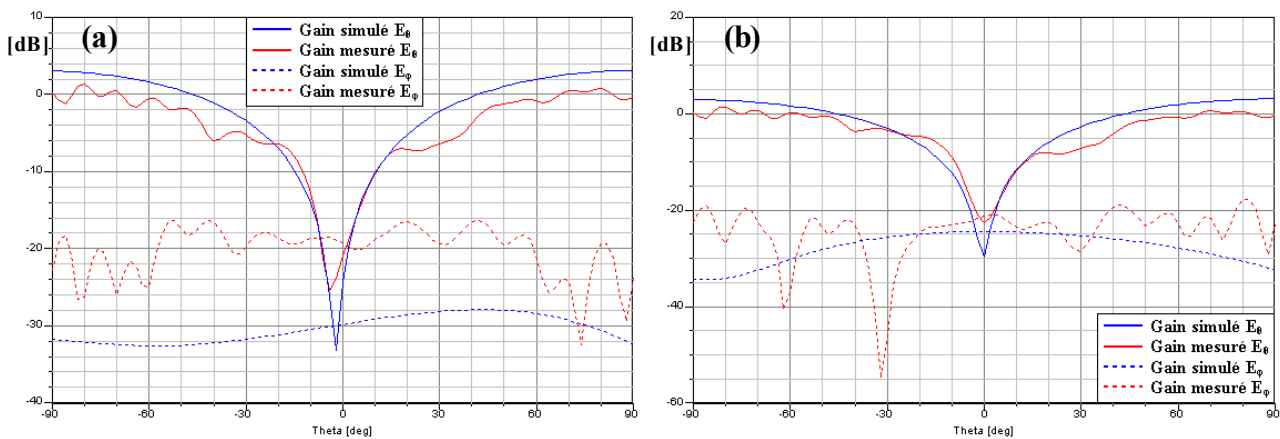


Figure I.18: Gains E_θ et E_ϕ simulés à 2,36 GHz et mesurés à 2,46 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

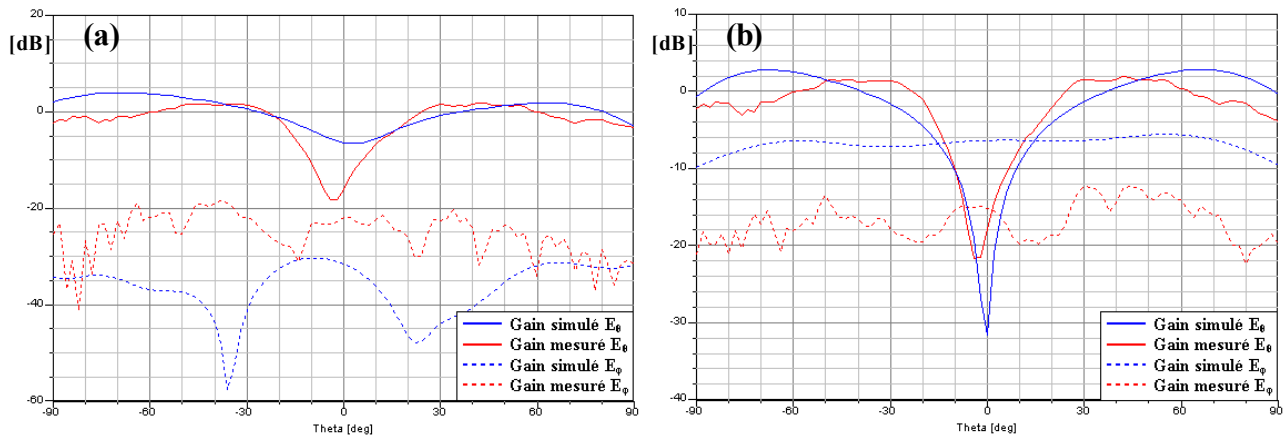


Figure I.19: Gains E_θ et E_ϕ simulé à 5,31 GHz et mesuré à 5,34 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

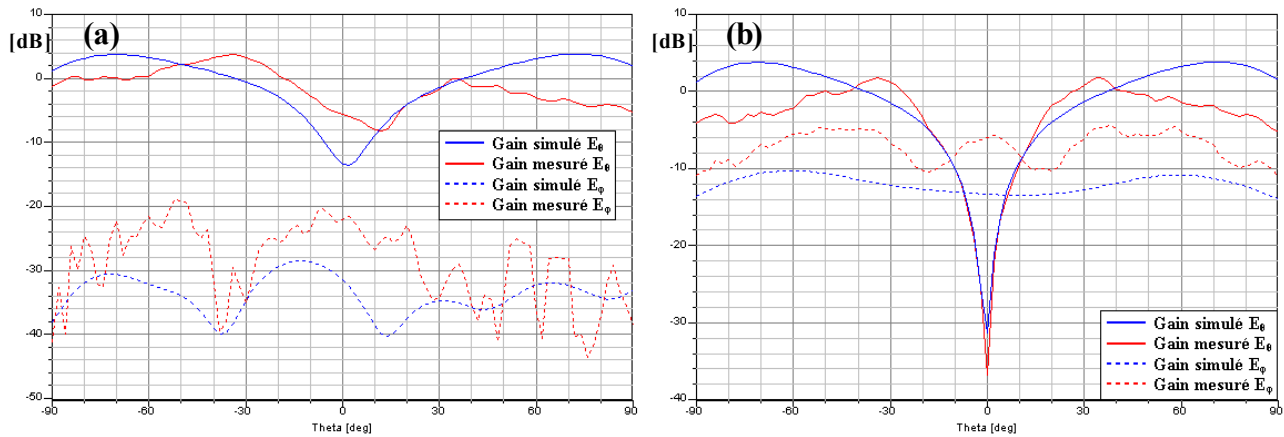


Figure I.20: Gains E_θ et E_ϕ simulé à 5,59 GHz et mesuré à 5,655 GHz

(a) plan x-z

(b) plan y-z

2.4. Conclusions

Nous avons modélisé et conçu une antenne quadribande en polarisation linéaire. L'antenne couvre la bande Bluetooth [2,4-2,5] GHz, et les trois bandes WLAN [5,15-5,35] GHz, [5,47-5,725] GHz et [5,725-5,825] GHz. L'antenne mesurée montre cependant quelques défauts qui sont un gain moins élevé que prévu et une bande passante légèrement plus petite qu'en simulation dans la bande haute entre 5 et 6 GHz. Toutefois, cette antenne répond en grande partie à la plupart des critères du deuxième cahier des charges.

ANNEXE II

1. Antenne en « U »

1.1. Influence de la différence relative de longueur Δl entre les deux brins

	Δl [mm]	0	1	2	3	4
Bande basse	f_1 [GHz]				1,855	1,850
	S_{11} [dB] à f_1				-39,58	-18,74
	BP ₁ [MHz]				[1832-1866] 34	[1809-1878] 69
	f_2 [GHz]	2,050	2,080	2,090	2,125	2,160
	S_{11} [dB] à f_2	-12,85	-12,64	-12,42	-12,20	-12,14
	BP ₂ [MHz]	[1928-2191] 263	[1957-2217] 260	[1976-2228] 252	[2024-2256] 232	[2068-2279] 211
Bande haute	f_3 [GHz]	5,430	5,400	5,395	5,390	5,320
	S_{11} [dB] à f_3	-27,19	-28,13	-29,28	-33,69	-29,55
	BP ₃ [MHz]	[5108-5790] 682	[5136-5857] 721	[5157-5498] 341	[5155-5528] 373	[5095-5488] 393
	f_4 [GHz]		5,550	5,680	5,860	> 6
	S_{11} [dB] à f_4		-30,80	-30,80	-29,63	NA
	BP ₄ [MHz]		Idem BP ₃	[5579-5958] 379	NA	NA

Tableau II.1: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de Δl varie

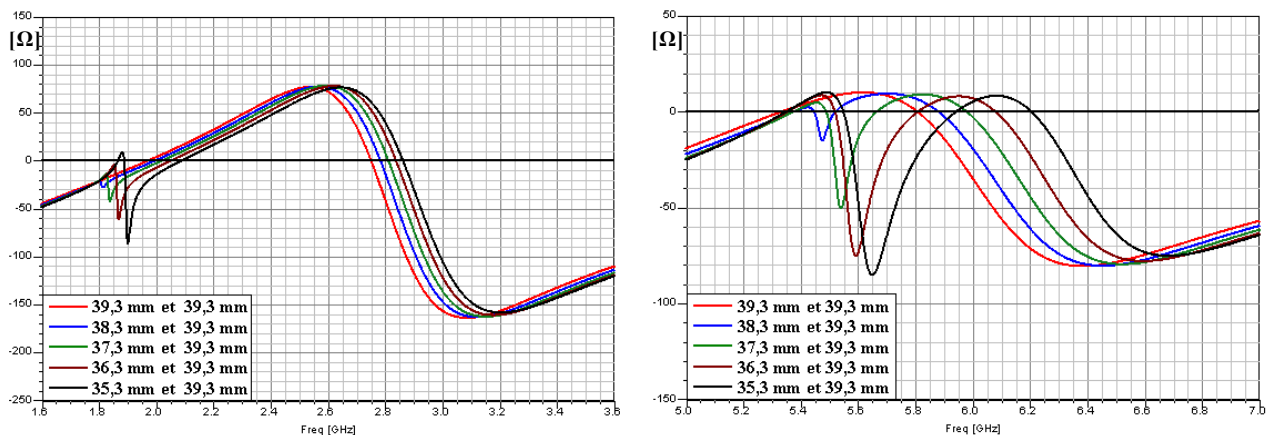


Figure II.1: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δl (l_1)

1.2. Influence de la longueur $L_{\text{languette}}$ de la languette horizontale

	e [mm]	3,5	4	4,5	5	5,5
Bande basse	f_1 [GHz]	1,84				
	S_{11} [dB] à f_1	-12,02				
	BP_1 [MHz]	[1836-1842] 6				
	f_2 [GHz]	2,06	2,07	2,08	2,08	2,09
	S_{11} [dB] à f_2	-12,43	-12,53	-12,64	-12,73	-12,82
	BP_2 [MHz]	[1956-2189] 233	[1951-2199] 248	[1957-2217] 260	[1956-2229] 273	[1964-2242] 278
Bande haute	f_3 [GHz]	5,42	5,42	5,40	5,405	5,395
	S_{11} [dB] à f_3	-26,73	-26,61	-28,13	-34,74	-53,33
	BP_3 [MHz]	[5158-5529] 371	[5149-5842] 693	[5136-5857] 721	[5144-5877] 733	[5152-5912] 760
	f_4 [GHz]	5,59	5,56	5,55	5,535	5,55
	S_{11} [dB] à f_4	-37,66	-34,26	-30,80	-27,46	-25,98
	BP_4 [MHz]	[5542-5835] 293	Idem BP_3	Idem BP_3	Idem BP_3	Idem BP_3

Tableau II.2: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de e

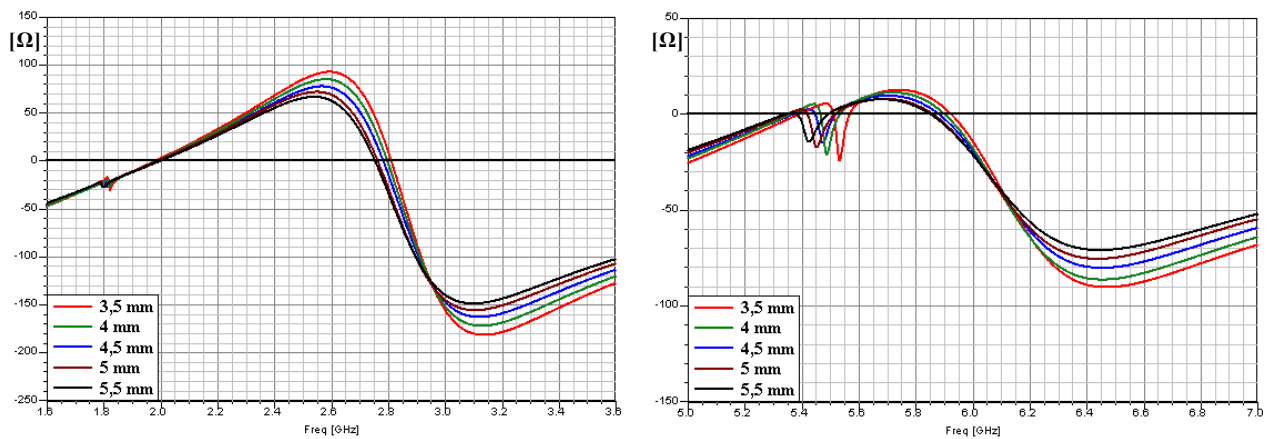


Figure II.2: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $L_{\text{languette}}$

1.3. Influence de la largeur l

	l [mm]	0,5	1	1,5	2	2,5
Bande basse	f_1 [GHz]	1,810				
	S_{11} [dB] à f_1	-9,67				
	BP_1 [MHz]					
	f_2 [GHz]	2,020	2,065	2,080	2,100	2,115
	S_{11} [dB] à f_2	-11,47	-12,08	-12,64	-13,69	-13,69
	BP_2 [MHz]	[1938-2110] 172	[1960-2174] 214	[1957-2217] 260	[1965-2255] 290	[1964-2280] 316
Bande haute	f_3 [GHz]	5,365	5,440	5,400	5,420	5,425
	S_{11} [dB] à f_3	-25,16	-27,44	-28,13	-31,64	-38,23
	BP_3 [MHz]	[5155-5441] 286	[5184-5825] 641	[5136-5857] 721	[5143-5901] 758	[5137-5958] 821
	f_4 [GHz]	5,545	5,550	5,550	5,565	5,575
	S_{11} [dB] à f_4	-29,66	-29,99	-30,80	-31,27	-34,61
	BP_4 [MHz]	[5477-5763] 286	Idem BP_3	Idem BP_3	Idem BP_3	Idem BP_3

Tableau II.3: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de l

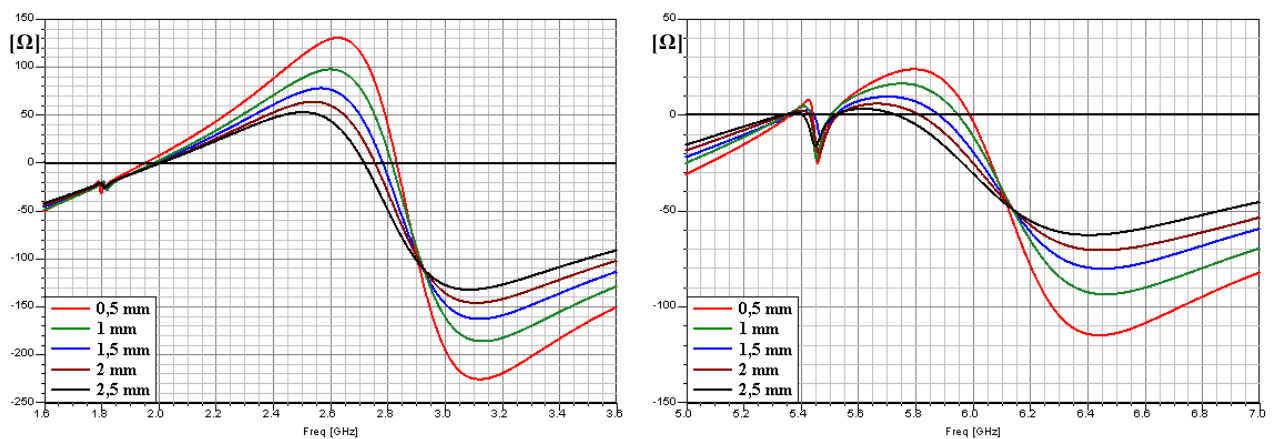


Figure II.3: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l

2. Antenne en « U » avec cavité

2.1. Influence de la différence relative de longueur Δl entre les deux bras

	Δl [mm]	0	1	2	3	4
Bande basse	f_1 [GHz]					
	S_{11} [dB] à f_1					
	BP ₁ [MHz]					
	f_2 [GHz]	2,37	2,40	2,42	2,45	2,47
	S_{11} [dB] à f_2	-14,10	-12,84	-12,00	-11,32	-10,53
	BP ₂ [MHz]	[2216-2570] 354	[2260-2562] 302	[2293-2549] 256	[2351-2561] 210	[2401-2535] 134
Bande haute	f_3 [GHz]		5,17	5,19	5,24	5,24
	S_{11} [dB] à f_3		-12,46	-14,10	-19,29	-23,57
	BP ₃ [MHz]		Idem BP ₄	[5104-5260] 156	[5116-5329] 213	[5103-5361] 258
	f_4 [GHz]	5,39	5,48	5,62	5,79	5,98
	S_{11} [dB] à f_4	-29,17	-26,42	-25,55	-30,33	-31,05
	BP ₄ [MHz]	[5108-5848] 740	[5103-5938] 835	[5369-NA] > 631	[5557-NA] > 443	[5747-NA] > 253

Tableau II.4: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de Δl

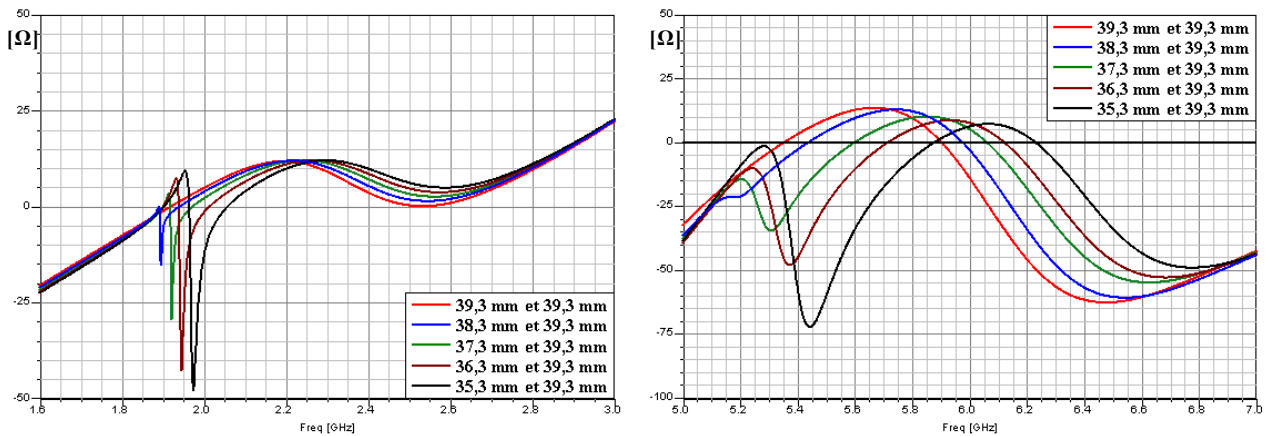


Figure II.4: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δl (I_1)

2.2. Influence de la hauteur de la cavité $h_{\text{cavité}}$

	$h_{\text{cavité}}$ [mm]	22	23	24	25	26
Bande basse	f_1 [GHz]					
	S_{11} [dB] à f_1					
	BP_1 [MHz]					
	f_2 [GHz]	2,41	2,41	2,40	2,39	2,37
	S_{11} [dB] à f_2	-20,95	-16,33	-12,84	-10,34	-8,48
	BP_2 [MHz]	[2196-2689] 493	[2219-2626] 407	[2260-2562] 302	[2331-2441] 110	
Bande haute	f_3 [GHz]	5,14	5,15	5,17	5,21	5,22
	S_{11} [dB] à f_3	-11,58	-11,96	-12,46	-13,30	-12,30
	BP_3 [MHz]	Idem BP_4	Idem BP_4	Idem BP_4	Idem BP_4	Idem BP_4
	f_4 [GHz]	5,41	5,45	5,48	5,52	5,56
	S_{11} [dB] à f_4	-33,78	-29,04	-26,42	-25,65	-26,44
	BP_4 [MHz]	[5080-5796] 716	[5088-5873] 785	[5103-5938] 835	[5133-NA] > 867	[5155-NA] > 845

Tableau II.5: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de $h_{\text{cavité}}$

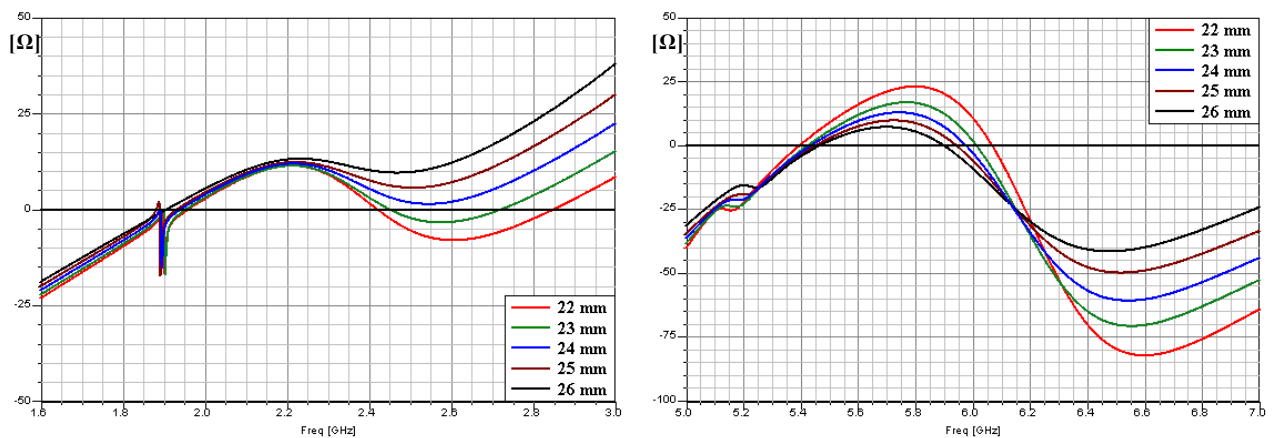


Figure II.5: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $h_{\text{cavité}}$

2.3. Influence du rayon de la cavité $r_{\text{cavité}}$

	$r_{\text{cavité}}$ [mm]	3,5	4	4,5	5	5,5
Bande basse	f_1 [GHz]					
	S_{11} [dB] à f_1					
	BP_1 [MHz]					
	f_2 [GHz]	2,28	2,35	2,40	2,46	2,53
	S_{11} [dB] à f_2	-7,62	-10,83	-12,84	-14,15	-14,05
	BP_2 [MHz]		[2272-2424] 152	[2260-2562] 302	[2271-2670] 399	[2316-2742] 426
Bande haute	f_3 [GHz]	4,98	5,10	5,17	5,22	
	S_{11} [dB] à f_3	-8,19	-10,47	-12,46	-12,64	
	BP_3 [MHz]		Idem BP_4	Idem BP_4	Idem BP_4	
	f_4 [GHz]	5,41	5,45	5,48	5,50	5,53
	S_{11} [dB] à f_4	-24,58	-27,92	-26,42	-26,62	-26,43
	BP_4 [MHz]	[5120-5947] 827	[5078-5917] 839	[5103-5938] 835	[5133-5942] 809	[5175-5959] 784

Tableau II.6: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de $r_{\text{cavité}}$

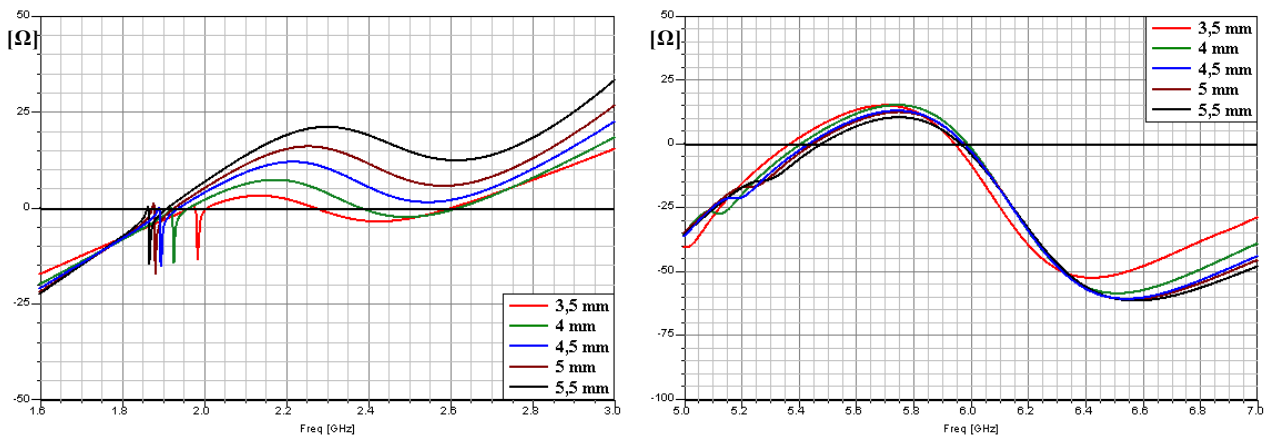


Figure II.6: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de $r_{\text{cavité}}$

2.4. Influence de la longueur L de la base de l'antenne en « U »

	L[mm]	3,5	4	4,5	5	5,5
Bande basse	f₁ [GHz]					
	S₁₁ [dB] à f₁					
	BP₁ [MHz]					
	f₂ [GHz]	2,44	2,41	2,40	2,38	2,37
	S₁₁ [dB] à f₂	-15,95	-14,64	-12,84	-11,35	-9,78
	BP₂ [MHz]	[2235-2658] 423	[2237-2615] 378	[2260-2562] 302	[2285-2496] 211	
Bande haute	f₃ [GHz]	5,33	5,25	5,17		
	S₁₁ [dB] à f₃	-18,39	-15,77	-12,46		
	BP₃ [MHz]	Idem BP ₄	Idem BP ₄	Idem BP ₄		
	f₄ [GHz]	5,52	5,50	5,48	5,48	5,47
	S₁₁ [dB] à f₄	-33,09	-30,98	-26,42	-25,70	-23,70
	BP₄ [MHz]	[5178-5917] 739	[5141-5921] 780	[5103-5938] 835	[5171-5970] 799	[5157-6000] 843

Tableau II.7: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de L

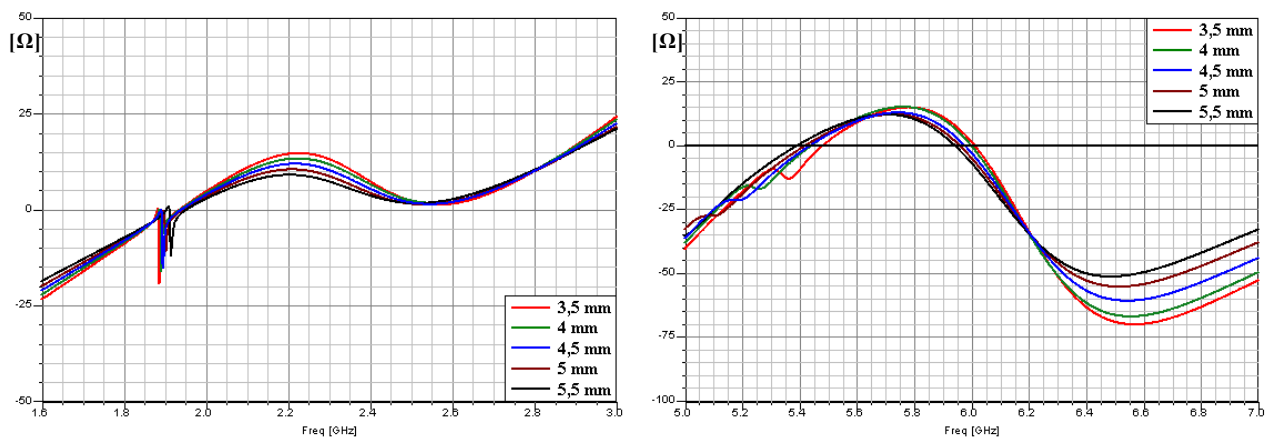


Figure II.7: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de L

2.5. Influence de la largeur l de l'antenne en « U »

	l [mm]	0,5	1	1,5	2	2,5
Bande basse	f_1 [GHz]					
	S_{11} [dB] à f_1					
	BP_1 [MHz]					
	f_2 [GHz]	2,55	2,46	2,40	2,37	2,33
	S_{11} [dB] à f_2	-17,68	-15,63	-12,84	-10,69	-8,74
	BP_2 [MHz]	[2280-2778] 498	[2253-2674] 421	[2260-2562] 302	[2299-2444] 145	
Bande haute	f_3 [GHz]	5,28	5,21	5,17		
	S_{11} [dB] à f_3	-13,73	-12,31	-12,46		
	BP_3 [MHz]	Idem BP_4	Idem BP_4	Idem BP_4		
	f_4 [GHz]	5,54	5,50	5,48	5,48	5,46
	S_{11} [dB] à f_4	-22,40	-27,41	-26,42	-30,53	-30,06
	BP_4 [MHz]	[5215-5844] 629	[5147-5877] 730	[5103-5938] 835	[5089-NA] > 911	[5051-NA] > 949

Tableau II.8: Variation des performances de l'antenne pour différentes valeurs de l

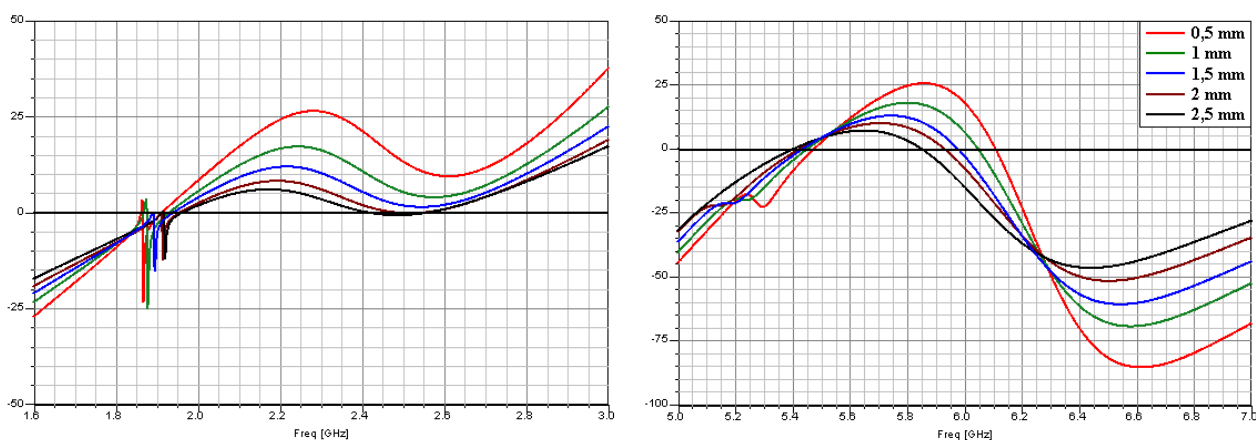


Figure II.8: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de l

ANNEXE III

1. Influence du côté a_2 de l'anneau

a_2 [mm]	53,9	54,9	55,9	56,9	57,9
Fréquence basse [GHz]	1,659	1,610	1,569	1,537	1,495
S_{11} [dB]	-10,83	-14,21	-32,07	-19,51	-33,81
Fréquence haute [GHz]	2,353	2,345	2,336	2,340	2,344
S_{11} [dB]	-24,74	-22,31	-13,51	-22,33	-20,21

Tableau III.1: Performances de l'antenne pour différentes valeurs de a_2

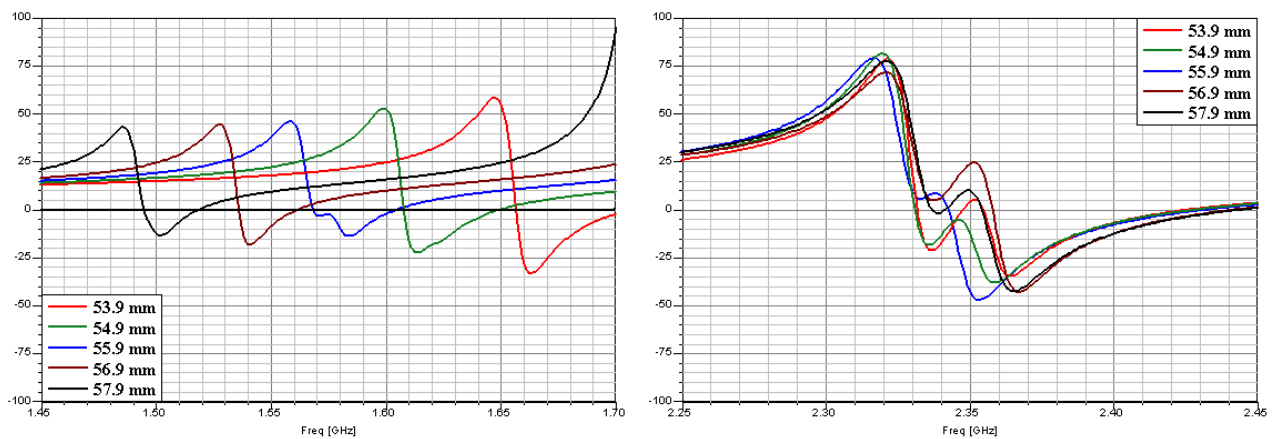


Figure III.1: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de a_2

2. Influence du côté a_3 du pavé intérieur

a_3 [mm]	48	49	50	51	52
Fréquence basse [GHz]	1,550	1,560	1,569	1,566	1,573
S_{11} [dB]	-29,53	-17,12	-32,07	-11,48	-9,48
Fréquence haute [GHz]	2,437	2,390	2,336	2,282	2,302
S_{11} [dB]	-11,78	-26,2	-13,51	-8,43	-12,23

Tableau III.2: Performances de l'antenne pour différentes valeurs de a_3

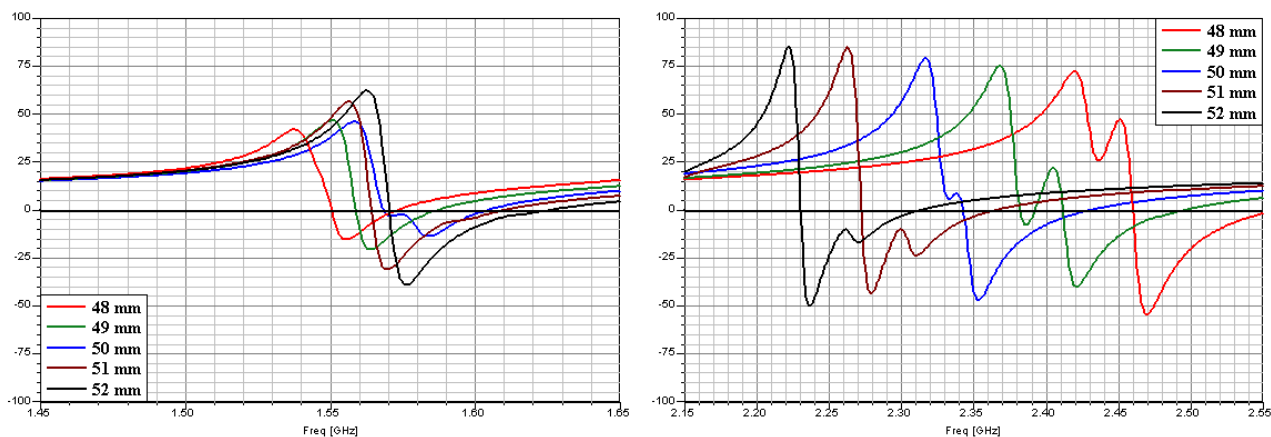


Figure III.2: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de a_3

3. Influence de la largeur Δs_1 des languettes

s_2 [mm]	0,6		1,1		1,6		2,1	
Fréquence basse [GHz]	1,557		1,569		1,586	1,595	1,592	1,601
S_{11} [dB]	-16,46		-32,07		-17,55	-24,09	-33,09	-12,98
Fréquence haute [GHz]	2,291	2,325	2,336	2,377		2,415		
S_{11} [dB]	-20,97	-9,65	-13,51	-8,93		-7,87		

Tableau III.3: Performances de l'antenne pour différentes valeurs de Δs_1

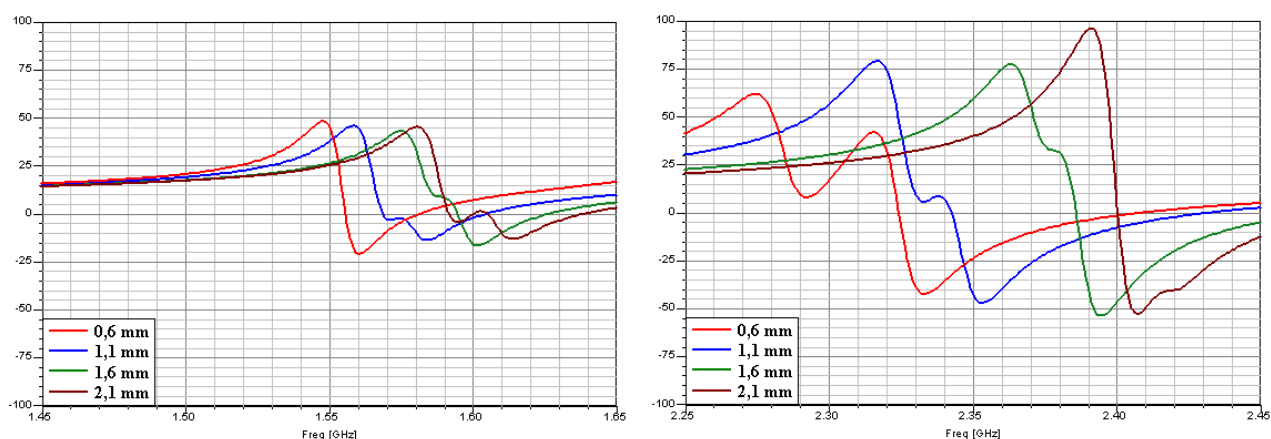


Figure III.3: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de Δs_1

4. Influence de la largeur de la fente entre l'anneau extérieur et le pavé intérieur

Largeur de la fente [mm]	0,5	1	1,5	2		2,5	
Fréquence basse [GHz]	1,596	1,597	1,569	1,551	1,543	1,529	1,518
S_{11} [dB]	-8,33	-13,70	-32,07	-13,79	-25,55	-19,74	-12,90
Fréquence haute [GHz]	2,368	2,310	2,351	2,336	2,329	2,315	
S_{11} [dB]	-6,80	-6,29	-37,57	-13,51	-11,22	-7,80	

Tableau III.4: Performances de l'antenne pour différentes valeurs de la largeur de la fente

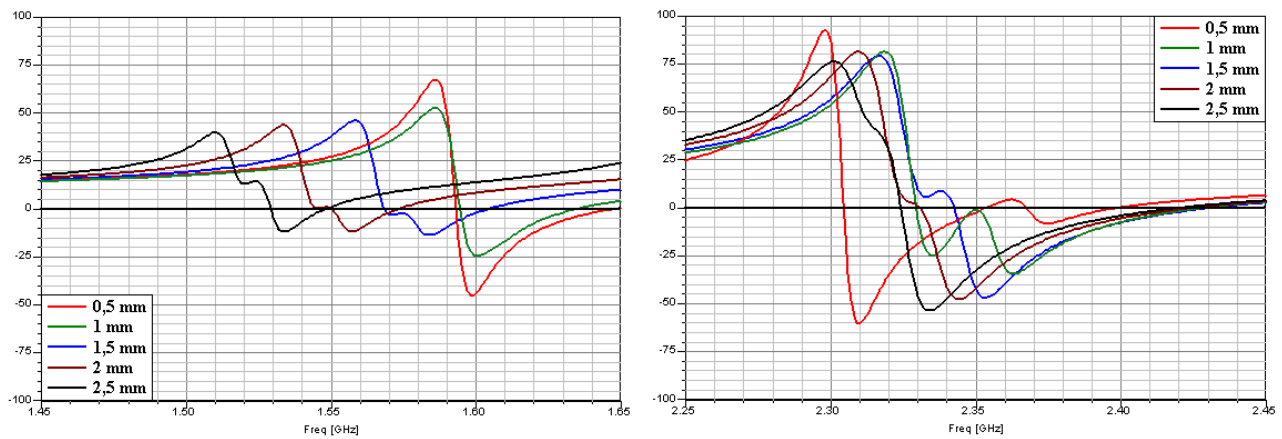


Figure III.4: Partie réelle de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de la largeur de la fente

PUBLICATIONS

- 1) Publication pour les Journées Nationales Microondes 2007
G. BEDDELEEM, J.M. RIBERO, G. KOSSIAVAS, R. STARAJ, E. FOND, "*Antenne bi-bande à polarisation circulaire*". in Proc. Journées Nationales Microondes (JNM2007), 23-25 Mai 2007, Toulouse, France.
- 2) Publication dans MOTL
G. Beddeleem, J.M. Ribero, G. Kossiavas, R. Staraj, E. Fond, "*Dual-frequency circularly polarized antenna*", Microwave and Optical Technology Letters, Vol. 50, No. 1, January 2008.
- 3) Publication pour la conférence Eucap 2007
G. Beddeleem, J.M. Ribero, G. Kossiavas, R. Staraj, E. Fond, "*Dual-frequency antenna circularly polarized for GPS-SDARS operation*". In Proc. Eucap 2007, 11-16 November 2008, Edinburgh, Scotland.